



UNIVERSIDAD DE CÓRDOBA

Departamento de Ingeniería Eléctrica

**ANÁLISIS Y MODELADO DE PARÁMETROS
ACÚSTICOS Y ELÉCTRICOS EN MÁQUINAS
ELÉCTRICAS ROTATIVAS ORIENTADO AL
DISEÑO DE ESTRATEGIAS DE CONTROL Y
OPTIMIZACIÓN ACÚSTICA.**

TESIS DOCTORAL

Fco. Javier Jiménez Romero

Córdoba, abril de 2017

TITULO: ANÁLISIS Y MODELADO DE PARÁMETROS ACÚSTICOS Y
ELECTRICOS EN MAQUINAS ELECTRICAS ROTATIVAS
ORIENTADO AL DISEÑO DE ESTRATEGIAS DE CONTROL Y
OPTIMIZACION ACÚSTICA

AUTOR: *Francisco Javier Jiménez Romero*

© Edita: UCOPress. 2017
Campus de Rabanales
Ctra. Nacional IV, Km. 396 A
14071 Córdoba

www.uco.es/publicaciones
publicaciones@uco.es



ANÁLISIS Y MODELADO DE PARÁMETROS
ACÚSTICOS Y ELÉCTRICOS EN MÁQUINAS
ELÉCTRICAS ROTATIVAS ORIENTADO AL DISEÑO
DE ESTRATEGIAS DE CONTROL Y OPTIMIZACIÓN
ACÚSTICA.

TESIS PRESENTADA POR

Francisco Javier Jiménez Romero

PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE DOCTOR

Doctorando:

Fdo. Francisco Javier Jiménez Romero

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

UNIVERSIDAD DE CÓRDOBA



TÍTULO DE LA TESIS:

ANÁLISIS Y MODELADO DE PARÁMETROS ACÚSTICOS Y ELÉCTRICOS EN MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS ORIENTADO AL DISEÑO DE ESTRATEGIAS DE CONTROL Y OPTIMIZACIÓN ACÚSTICA.

DOCTORANDO/A:

Francisco Javier Jiménez Romero

INFORME RAZONADO DEL/DE LOS DIRECTOR/ES DE LA TESIS

Prof. Dr. Francisco Ramón Lara Raya, profesor colaborador doctor de la Universidad de Córdoba y Prof. Dr. M^a Dolores Redel Macías, Profesora contratada doctor de la Universidad de Córdoba, como directores de la tesis realizada por el doctorando Francisco Javier Jiménez Romero, titulada: " ANÁLISIS Y MODELADO DE PARÁMETROS ACÚSTICOS Y ELÉCTRICOS EN MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS ORIENTADO AL DISEÑO DE ESTRATEGIAS DE CONTROL Y OPTIMIZACIÓN ACÚSTICA.", informamos que la tesis aquí presentada, ha sido realizada bajo nuestra dirección y

supervisión, reuniendo a nuestro juicio, las condiciones académicas y de calidad, así como las exigencias normativas impuestas por la legislación vigente, para la obtención del título de Doctor por la Universidad de Córdoba, en base a los siguientes resultados de la investigación:

“Influence of constructive parameters and power signals on sound quality and airborne noise radiated by inverter-fed induction motors”, *Measurement*, F.R. Lara-Raya, F.J. Jiménez-Romero, F Pérez-Hidalgo, M.D. Redel-Macías, vol.73, pag.503-514,2015.

Por todo ello, se autoriza la presentación de la tesis doctoral.

Córdoba, 18 de abril de 2017

Firma del/de los director/es

Fdo.: Fco. Ramón Lara Raya

Fdo.: M^a Dolores Redel Macías

ÍNDICE

1	INTRODUCCIÓN.....	27
1.1	ESTRUCTURA DE LA TESIS	30
2	OBJETIVOS	33
3	ANTECEDENTES	35
3.1	ACÚSTICA	36
3.2	PSICOACÚSTICA.....	36
3.2.1	<i>Loudness</i>	37
3.2.2	<i>Roughness</i>	39
3.2.3	<i>Sharpness</i>	41
3.3	RUIDO EN MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS	42
3.3.1	<i>Fuentes de ruido en máquinas eléctricas rotativas</i>	44
3.3.1.1	Ruido de origen mecánico	45
3.3.1.2	Ruido de origen aerodinámico	46
3.3.1.3	Ruido de origen electromagnético	46
3.3.2	<i>Ruido electromagnético en la máquina de inducción trifásica</i>	49
3.3.2.1	Campos magnéticos y fuerzas radiales en máquinas eléctricas de inducción trifásicas alimentadas por corrientes senoidales	49
3.3.2.2	Campos magnéticos y fuerzas radiales en motores alimentados con corrientes no senoidales	62
3.3.3	<i>Influencia del número de polos en la generación del ruido</i>	69
3.3.3.1	Influencia en la componente aerodinámica	69
3.3.3.2	Influencia en la componente mecánica	72
3.3.3.3	Influencia en la componente magnética	73
3.3.4	<i>Aplicación a la máquina de estudio</i>	74
3.3.4.1	Frecuencias del ruido aerodinámico en función del número de polos de la máquina	75
3.3.4.2	Frecuencias del ruido electromagnético y órdenes de vibración en función del número de polos.....	76
3.3.4.3	Interacción de armónicos de estator y rotor.....	79
4	ANÁLISIS PSICOACÚSTICO EN EL ESTUDIO DEL RUIDO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS.....	81
4.1	INTRODUCCIÓN.....	82
4.2	MATERIALES Y MÉTODOS	84
4.2.1	<i>Parámetros de calidad acústica</i>	84
4.2.1.1	<i>Loudness</i>	85
4.2.1.2	<i>Roughness</i>	86

Análisis y modelado de parámetros acústicos y eléctricos en máquinas eléctricas rotativas orientado al diseño de estrategias de control y optimización acústica.

4.2.2	<i>Material utilizado</i>	86
4.2.2.1	Motor	86
4.2.2.2	Cámara semianecoica	87
4.2.2.3	Equipo de medida del sonido	87
4.2.2.4	Inversor de potencia	90
4.2.2.5	Analizador de redes.....	90
4.2.2.6	Equipo de control.....	91
4.2.3	<i>Técnica de PWM empleadas</i>	91
4.2.3.1	Técnica HIPWM-FMTC.....	92
4.2.3.2	Técnica SLPWM	98
4.2.3.3	Técnica HIPWM-FMTC2.....	101
4.2.4	<i>Metodología de ensayo</i>	106
4.3	RESULTADOS Y DISCUSIÓN.....	108
4.3.1	<i>Análisis de la Técnica HIPWM-FMTC</i>	109
4.3.2	<i>Análisis de la Técnica SLPWM</i>	111
4.3.3	<i>Análisis de la Técnica HIPWM-FMTC2</i>	113
4.3.4	<i>Análisis general</i>	114
4.4	CONCLUSIONES.....	118
5	HERRAMIENTA PARA EL ENSAYO DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO PARA MOTORES ELÉCTRICOS.....	121
5.1	INTRODUCCIÓN.....	122
5.2	MATERIALES Y MÉTODOS.....	124
5.2.1	<i>Descripción de la herramienta</i>	132
5.2.2	<i>Descripción de la caracterización de las modulaciones</i>	137
5.2.3	<i>Descripción del set up de los ensayos</i>	140
5.3	RESULTADOS Y DISCUSIÓN.....	141
5.4	CONCLUSIONES.....	145
6	MODELO NEURONAL PARA LA ESTIMACIÓN DEL RUIDO Y DE LOS PARÁMETROS PSICOACUSTICOS PARA UN MOTOR DE INDUCCIÓN EN FUNCIÓN DE SUS PARÁMETROS ELÉCTRICOS.	147
6.1	INTRODUCCIÓN.....	148
6.2	MATERIALES Y MÉTODOS.....	150
6.2.1	<i>Parámetros de calidad acústica</i>	150
6.2.2	<i>Técnicas PWM</i>	150
6.2.3	<i>Descripción del set up del experimento</i>	151
6.2.4	<i>Descripción del modelado</i>	156
6.3	RESULTADOS Y DISCUSIÓN.....	158
6.3.1	<i>Estudio de los datos obtenidos</i>	158

Índice

6.3.2	<i>Modelos obtenidos</i>	<i>162</i>
6.4	CONCLUSIONES	167
7	CONCLUSIONES	169
8	TRABAJOS FUTUROS.....	171
	BIBLIOGRAFÍA	173

INDICE DE FIGURAS

Figura 1 Relación entre nivel SPL y Loudness para un tono puro de 1 kHz (Sonios).	38
Figura 2 Generación y propagación del ruido en una máquina eléctrica rotativa.	43
Figura 3 Distribución espacial de fuerzas radiales para modos $r=0,1,2$ y 3.	59
Figura 4 Esquema de los componentes de un convertidor electrónico. 63	
Figura 5 Visión general de los principales elementos y parámetros.....	84
Figura 6 Equipo de medida SINUS SOUNDBOOK.....	87
Figura 7 Software SAMURAI	88
Figura 8 Set G.R.A.S. 46AE (40AE+26CA)	89
Figura 9 Calibrador acústico Brüel & Kjaer modelo 4231.....	90
Figura 10 Representación de la señal de alimentación, señal moduladora y portadora de la estrategia HIPWM-FMTC con $M=15$	94
Figura 11 espectros eléctrico de la estrategia HIPWM-FMTC para valores a) $f_c=28$, $k_f=26$; b) $f_c=27$, $k_f=24$; c) $f_c=22$, $k_f=14$; d) $f_c=20$, $k_f=10$; e) $f_c=15$, $k_f=0$	96
Figura 12 Ejemplos de patrones PWM para $M = 15$: (a) HIPWM-FMTC con $f_c=18$, (b) HIPWM-FMTC con $f_c=18$, (c) SLPWM con $k=3.24$, (d) SLPWM con $k=4.24$, (e) HIPWM-FMTC2 con $\alpha=$, (f) HIPWM-FMTC2 con $\alpha=30^\circ$	97
Figura 13 Señales de la técnica de modulación SLPWM.	98
Figura 14 Armónicos eléctricos en función del parámetro k en la técnica SLPWM.	101
Figura 15 Señales de la técnica HIPWM-FMTC2.....	104
Figura 16 Armónicos eléctricos en función del parámetro k en la técnica HIPWM-FMTC2.	105
Figura 17 Setup del experimento.	106
Figura 18 Valores de specific loudness para la técnica HIPWM-FMTC. (a) 2 polos, (b) 4 polos, (c) 6 polos y (d) 12 polos.	109
Figura 19 Valores de specific loudness para la técnica SLPWM. (a) 2 polos, (b) 4 polos, (c) 6 polos y (d) 12 polos.....	111

Figura 20 Valores de specific loudness para la técnica HIPWM-FMTC2. (a) 2 polos, (b) 4 polos, (c) 6 polos y (d) 12 polos.....	113
Figura 21 Analizador de red FLUKE 435.....	125
Figura 22 Software FlukeView Power Quality.	127
Figura 23 Inversor SEMIKRON SEMITECH.....	128
Figura 24 Esquema eléctrico del inversor SEMIKRON SEMITEACH	128
Figura 25 Arduino UNO	130
Figura 26 Integrado 4n35	131
Figura 27 Visión general de los paneles disponibles en la herramienta.	133
Figura 28 Panel 'a', pestaña 'Moduladora'.	134
Figura 29 Panel 'a', pestaña 'Portadora>General'.	134
Figura 30 Panel 'a', pestaña 'Parámetros de motor'.	135
Figura 31 Panel 'a', pestaña 'Archivos'.	135
Figura 32 Controles para selección de ensayo, simulación y control del inversor.....	136
Figura 33 Pestaña para la generación de ondas moduladoras trapezoidales.	137
Figura 34 Pestaña para generar señales portadoras.....	138
Figura 35 Panel 'b', controles para el ajuste de las amplitudes de las señales moduladoras y portadoras, y de la frecuencia fundamental de la señal.	138
Figura 36 Resultado obtenido de la modulación. En blanco la señal moduladora, en verde la señal portadora y en rojo la señal resultante.	138
Figura 37 Señal moduladora resultante para la técnica DPWM.	139
Figura 38 Configuración del panel 'b' para la técnica DPWM. Frecuencia fundamental de la señal 50 Hz, amplitud de la moduladora 1.2432 y amplitud de la portadora 1.1136.	140
Figura 39 Resultado obtenido de la modulación DPWM. En blanco la señal moduladora, en verde la señal portadora y en rojo la señal resultante.	140
Figura 40 Señal de corriente $i(t)$ simulada y medida en el ensayo SLPWM M15 con $R=0.9748$ y $MSE=0.1942$	143

Figura 41 Armónicos de corriente simulados y medidos ne el ensayo de la modulación TRAPEZOIDAL con $R=0.9942$ y $MSE=1.039$	143
Figura 42 Armónicos de tensión simulados y medidos en el ensayo FMTC2 M15 con $R=1.00$, $MSE=0.055$	144
Figura 43 Esquema del modelo compuesto por las redes neuronales ANN1 Y ANN2.	157
Figura 44 Estudio de outliers para $\sigma = 1.5$ para los datos obtenidos con los ensayos de la técnica SLPWM.	160
Figura 45 Estudio de outliers para $\sigma = 1.5$ para los datos obtenidos con los ensayos de la técnica HIPWM-FMTC.	161
Figura 46 Estudio de outliers para $\sigma = 1.5$ para los datos obtenidos con los ensayos de la técnica HIPWM-FMTC2.	161
Figura 47 Error medio cuadrático de la red ANN1 para distintos números de neuronas.	163
Figura 48 Correlación lineal de la red ANN1 para distintos números de neuronas.	163
Figura 49 Error medio cuadrático de la red ANN2 para distintos números de neuronas.	164
Figura 50 Correlación lineal de la red ANN2 para distintos números de neuronas.	164
Figura 51 Nivel sonoro equivalente (Laeq) calculado por el modelo y la salida real.	165
Figura 52 Loudness (L) calculado por el modelo y la salida real.	166
Figura 53 Sharpness (SA) calculado por el modelo y la salida real.	166
Figura 54 Roughness (R) calculado por el modelo y la salida real.	167

INDICE DE TABLAS

Tabla 1 Factor de distribución k_{dv} de una máquina trifásica en función de q_1	52
Tabla 2 Armónicos de ranura de rotor para distintas configuraciones de polos	54
Tabla 3 Bandas de frecuencia en función del número de polos.	70
Tabla 4 Frecuencias teóricas de la componente aerodinámica debida al ventilador.	76
Tabla 5 Frecuencias y órdenes de vibración por armónicos de rotor en función de $2p$	79
Tabla 6 Especificaciones del analizador multicanal SINUS SOUNDBOOK.	88
Tabla 7 Especificaciones técnicas del set GRAS 46AE	89
Tabla 8 Valores de los parámetros de control usados en cada estrategia. Todos ellos para $M=15$	108
Tabla 9 Valores de nivel de presión sonora, total loudness y total roughness en función de los parámetros de control y del número de polos en la estrategia HIPWM-FMTC para un orden de modulación $M = 15$. Donde SPL es nivel de presión sonora (dBA); L es Loudness (Sone); R es Roughness (Asper).	116
Tabla 10 Valores de nivel de presión sonora, total Loudness y total Roughness en función de los parámetros de control y del número de polos en la estrategia SLPWM para un orden de modulación $M = 15$. Donde SPL es nivel de presión sonora (dBA); L es Loudness (Sone); R es Roughness (Asper).	116
Tabla 11 Valores de nivel de presión sonora, total loudness y total roughness en función de los parámetros de control y del número de polos en la estrategia HIPWM-FMTC2 para un orden de modulación $M = 15$. Donde SPL es nivel de presión sonora (dBA); L es Loudness (Sone); R es Roughness (Asper).	116
Tabla 12 Algunas características del analizador de red Fluke 435.	126
Tabla 13 Especificaciones técnicas del inversor SEMIKRON SEMITEACH.	129
Tabla 14 Especificaciones Arduino UNO.....	130

Tabla 15 Funciones y valores para la implementación de la señal moduladora para la técnica DPWM.	139
Tabla 16 Modulaciones elegidas para los ensayos.....	140
Tabla 17 Datos de la placa de características del motor ensayado.....	141
Tabla 18 Velocidades del motor en los distintos ensayos.....	141
Tabla 19 Resultados de correlación y error medio cuadrático de los ensayos realizados.....	142
Tabla 20 Valores del parámetro de control 'k' de la técnica SLPWM...	153
Tabla 21 Parámetros de control para la técnica de modulación HIPWM-FMTC.....	154
Tabla 22 Coeficientes de correlación lineal de Pearson de las distintas variables.	158
Tabla 23 Valores de error medio cuadrático y correlación lineal de la red ANN1.	163
Tabla 24 Valores de error medio cuadrático y correlación lineal de la red ANN2.	164

SÍMBOLOS Y ABREVIATURAS

A_m	Valor máximo de la densidad de corriente (A/m)
a_p	Número de circuitos de corriente en paralelo del devanado del estator
a_w	Número de conductores en paralelo del devanado del estator
\vec{B}	Vector densidad de flujo magnético (T)
B_m	Valor máximo de la densidad de flujo magnético (T)
b	valor instantáneo de la densidad de flujo magnético; ancho de ranura
b_s	Inclinación de ranura del estator
b_p	Ancho de la expansión polar
c	Velocidad de la onda de sonido
c_0	Velocidad del sonido en el aire
c_p	Velocidad de la onda estructural
D	Diámetro
E	FEM, valor rms
E_f	FEM por fase inducida por el rotor sin reacción de armadura
e	FEM instantánea; excentricidad estática
e_d	Excentricidad dinámica
e_f	FEM instantánea por fase del estator
F	Fuerza
\mathcal{F}	Fuerza magnetomotriz (FMM)
f	Frecuencia
f_c	Frecuencia crítica; Frecuencia central de la banda
f_r	Frecuencia natural de orden r

G	Permeancia, H
g	entrehierro de aire
H	Intensidad del campo magnético, (A/m)
h	Altura
I	Corriente; Intensidad del sonido
I_1	Corriente del estator
I_2	Corriente del rotor
i	Corriente instantánea
k	Coeficiente (símbolo general)
k_{d1}	Factor de distribución del devanado del estator para el armónico espacial fundamental
k_{p1}	Factor de paso del devanado estator para el armónico espacial fundamental
k_{sk}	Factor inclinación de ranura del estator referido al paso polar τ
k_{w1}	Factor del devanado del estator $k_{w1} = k_{d1}k_{p1}$ para el armónico fundamental
L	Inductancia; Longitud
L_I	Intensidad nivel sonoro (SIL), (dB)
L_p	Nivel de presión sonora (SPL), (dB)
L_W	Nivel de potencia sonora (SWL), (dB)
M	Inductancia mutua, Índice de modulación
m	Masa; Modo circunferencial
m_1	Número de fases del estator
m_2	Número de fases del rotor

Símbolos y abreviaturas

N	Número de vueltas
N_1	Número de vueltas en serie por fase del estator
N_2	Número de vueltas en serie por fase del rotor
n	Número del armónico temporal de orden superior; Velocidad rotacional en rpm o rev/s;
n_m	Velocidad mecánica del rotor rpm o rev/s
P	Potencia activa; Presión acústica
P_{elm}	Potencia electromagnética
p-	Número de pares de polos; Presión sonora
p_r	Fuerza magnética radial (presión magnética) de orden r por unidad de área
Q_1	Número de ranuras por polo del estator
q_1	Número de ranuras por polo y fase del estator
R	Resistencia; Radio
R_1	Resistencia del devanado del estator
r	Orden de la fuerza magnética
S	Potencia aparente; Superficie
s	Deslizamiento del armónico fundamental
s_1	Número de dientes o ranuras del estator
s_2	Número de dientes o ranuras del rotor
T	Par
T_p	Periodo
t	Tiempo
t_1	Paso de ranura del estator $t_1 = \pi D_{1in}/s_1$

u	Desplazamiento de la vibración
V	Tensión eléctrica; Volumen
V₁	Tensión de entrada al estator por fase
v	Tensión instantánea; Velocidad lineal
W	Energía del campo magnético (J)
X	Reactancia
Z	Impedancia $Z=R+jX$; $ Z = \sqrt{R^2 + X^2}$
α	Ángulo eléctrico $\alpha=\pi x/(p\tau)$; Coeficiente de absorción acústica
γ	Constante dependiente de abertura de ranura y aire de entrehierro
ε	Excentricidad estática relativa
ε_d	Excentricidad dinámica relativa
η	Rendimiento
Λ	Permeancia relativa ($\Lambda=G/S$), (H/m ²)
λ	Permeancia relativa específica (adimensional); Longitud de onda
μ	Número del armónico espacial del rotor de orden μ
μ₀	Permeabilidad magnética en el vacío $\mu_0 = 0.4\pi \times 10^{-6}$ H/m
μ_r	Permeabilidad magnética relativa
v	Número del armónico espacial del estator de orden v
Π	Potencia sonora (W)
ρ	Densidad de masa específica
σ	Eficiencia de la radiación; Conductividad eléctrica
σ_f	Factor de forma que incluye el efecto de la saturación
τ	Paso polar $\tau=\pi D_{1in}/(2p)$

Símbolos y abreviaturas

Φ	Flujo magnético (Wb)
Φ_f	Flujo de la excitación magnética (Wb)
ϕ	Ángulo de factor de potencia; Ángulo de la densidad de onda del flujo magnético
Ω	Velocidad angular (pulsación) $\Omega=2\pi n$
Ω_m	Velocidad angular (pulsación) mecánica del rotor $\Omega_m=2\pi n_m$
ω	Frecuencia angular (pulsación) $\omega=2\pi f$

RESUMEN

En la presente tesis se ha llevado a cabo el estudio de la calidad sonora del ruido emitido por un motor de inducción trifásico alimentado por distintas señales, generadas a partir de diferentes estrategias, basadas todas ellas en técnicas ya conocidas de modulación por ancho de pulso (PWM) e inyectadas al motor mediante un inversor trifásico.

Dicho estudio se ha realizado en términos de nivel de presión sonora, así como en términos psicoacústicos mediante el análisis de determinados parámetros, tales como Loudness, Roughness y Sharpness, del ruido aéreo emitido por la máquina y su correlación con parámetros constructivos y eléctricos de ésta, con objeto de establecer un modelo de predicción del comportamiento acústico/psicoacústico en función de los parámetros eléctricos de la señal de alimentación y de ciertos parámetros constructivos del motor. Para ello, una parte de la investigación se ha centrado en el estudio de cómo afectan los parámetros de control de las técnicas de modulación utilizadas (HIPWM-FMTC, SLPWM y HIPWM-FMTC2) a los valores de los parámetros psicoacústicos de Loudness, Roughness y Sharpness. Con objeto de facilitar los ensayos y toma de datos de la investigación se diseñó una herramienta que permitiese diseñar e implementar cualquier señal de alimentación basada en técnicas de modulación de ancho de pulso, conocidas también como Pulse Wide Modulation (PWM), añadiéndole diversas funcionalidades como controles gráficos, la generación de funciones a trozos, así como una gran variedad de opciones de configuración. También se destaca la capacidad de actualizar cualquier valor de los parámetros de control de la técnica ensayada en tiempo real, así como la posibilidad de simular el comportamiento eléctrico del motor con la técnica seleccionada, en términos de distorsión armónica, tanto en tensión como en corriente.

Una vez obtenidos y analizados los datos acústicos, psicoacústicos y eléctricos del motor ensayado se realizó un estudio de correlación entre estos parámetros y otros referidos a aspectos constructivos del motor, procediendo a la obtención de un modelo de predicción en términos eléctricos, acústicos y psicoacústicos en función de la técnica PWM utilizada. Dicho modelo de predicción se ha obtenido mediante la identificación del sistema por medio del uso de redes neuronales artificiales, en concreto se trata de una red con una capa oculta entrenada mediante el algoritmo de Levenberg–Marquardt.

ABSTRACT

In this PHD it has been carried out the study of the sound quality of the noise emitted by a three phase induction motor fed by different signals, generated from different strategies, all based on techniques known modulation pulse width (PWM) and injected to the engine through a three-phase inverter.

This study has been done in terms of sound pressure level and in psychoacoustic terms by analyzing certain parameters, such as Loudness, Roughness and Sharpness, airborne noise emitted by the machine and its correlation with construction and electrical parameters of this in order to establish a prediction model acoustic / psychoacoustic behavior depending on the electrical parameters of the power signal and certain construction parameters of the engine. For this, a part of the research has focused on the study of how they affect the control parameters of modulation techniques used (HIPWM-FMCT, SLPWM and HIPWM-FMTC2) to the values of psychoacoustic parameters Loudness, Roughness and Sharpness. In order to facilitate testing and making research data that would allow a tool to design and implement any power signal modulation techniques based on pulse width, also known as press wide modulation (PWM) was designed, adding various features such as graphical controls, generating piecewise functions, as well as a variety of configuration options. the ability to update any value of the control parameters of the tested technique in real time as well as the ability to simulate the electrical behavior of the motor with the selected technique, in terms of harmonic distortion, both voltage and current is also highlighted .

Once you obtained and analyzed the acoustics, psychoacoustics and electrical data of the tested engine a correlation study was conducted between these parameters and others concerned with constructive aspects of the engine, proceeding to obtain a prediction model for electric, acoustic and psychoacoustic terms depending on the PWM technique. Such a prediction model has been obtained by identifying

the system through the use of artificial neural networks, using the algorithm of Levenberg-Marquardt.

1 INTRODUCCIÓN

Desde las últimas décadas del siglo XX se ha experimentado una gran innovación tecnológica en todos los ámbitos de la sociedad actual, de forma más notable en el ámbito industrial y en consecuencia repercutiendo en el resto de ellos.

Una de las innovaciones más importantes fue la aparición de la electrónica de potencia y su aplicación en el control de los accionamientos eléctricos.

Los primeros de estos accionamientos utilizados fueron los motores de corriente continua, gracias a su fácil regulación de velocidad. Éstos se controlaban fácilmente mediante reóstatos conectados a sus devanados. En cambio, éstas eran máquinas que necesitaban un constante mantenimiento, aparte de que los elementos utilizados para su regulación disipaban gran cantidad de energía eléctrica.

La aparición del motor de inducción de jaula de ardilla junto con la electrónica de potencia supuso un gran avance en el campo de los accionamientos eléctricos. Estos motores eran más robustos que sus antecesores y no precisaban de un mantenimiento tan exhaustivo, lo que supuso que a finales del siglo XX el 90% de los motores utilizados en ámbito industrial fueran de este tipo.

El control que se puede realizar mediante la electrónica de potencia sobre un motor de inducción es altamente preciso y esto es gracias a las técnicas de modulación utilizadas para su control. Con la misma electrónica de potencia y el mismo motor de inducción, pero modificando la técnica de modulación se pueden obtener resultados distintos en términos de funcionamiento en el accionamiento.

Una consecuencia lógica en un motor eléctrico es la emisión de ruido al entorno. Este ruido dependerá de múltiples factores, destacando

básicamente las características constructivas de la máquina y la señal de alimentación.

Las máquinas se diseñan en su origen para ser alimentadas por una onda senoidal, entre otros objetivos para minimizar el ruido. Luego si son alimentadas por medio de inversores de potencia controlados por una determinada técnica de modulación, dicha técnica también será un factor en el ruido emitido por la máquina.

El ruido generado en el motor eléctrico desde el punto de vista energético no es significativo, aunque es conveniente minimizarlo por dos motivos principalmente: el primero de ellos es prolongar la vida útil de la máquina y el segundo es para evitar la contaminación acústica del entorno donde se emplea la máquina siendo ésta nociva para las personas. Se han desarrollado diversos reglamentos, protocolos y procedimientos para reducir los efectos físicos y psicológicos ante una excesiva exposición al ruido [1, 3, 36], los cuales deberán también ser tenidos en cuenta a la hora del uso de motores eléctricos.

Tradicionalmente, el estudio del ruido se ha realizado únicamente utilizando los niveles de presión sonora que generaban el motor durante su funcionamiento, pero actualmente este estudio se complementa en términos de calidad acústica. Para ello se están utilizando otros parámetros pertenecientes al campo de la psicoacústica. Esta disciplina define mediante diferentes parámetros la calidad del sonido en función de la percepción que dicha emisión produce sobre el oído humano, caracterizando los sonidos en términos de confort. Los términos utilizados en la presente tesis son Loudness, Roughness y Sharpness [21, 22], los cuales serán definidos en el capítulo 3.

Por su parte, las técnicas de modulación de ancho de pulso utilizadas en la investigación han sido desarrolladas por el Grupo de Investigación de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Málaga [73] y han sido concebidas para distintos desempeños, a saber: reducir el nivel de presión sonora (HIPWM-FMTC2) [76], reducir las pérdidas por conmutación de la electrónica asociada sin afectar a la calidad de la

onda (SLPWM) [91, 92] y reducir los niveles de distorsión armónica (HIPWM-FMTC) [61, 74, 75]. Éstas se estudian en términos eléctricos y psicoacústicos y se determinan las configuraciones óptimas de los parámetros de control de las técnicas de modulación para conseguir la mejor calidad sonora posible.

Para los ensayos realizados se ha utilizado un motor de inducción trifásico de cuatro velocidades tipo Dahlander, con el objetivo de observar en qué medida afecta el número de polos de la máquina a la generación de ruido, sin modificar el resto de parámetros constructivos de la misma. El protocolo de ensayos y medidas [47] utilizado impone ciertas características en el ambiente de ensayo, tanto en sus materiales de construcción como en sus dimensiones que se resume en el uso de una cámara semianecoica [49].

Para llevar a cabo esta investigación y facilitar el trabajo de laboratorio y poder realizar los ensayos de forma más rápida y eficaz, se ha desarrollado una herramienta con la que se puede diseñar y/o implementar técnicas de modulación de ancho de pulso de forma sencilla y eficaz, así como en tiempo real, lo que ha permitido realizar multitud de ensayos en un tiempo mucho menor que los ensayos utilizados en la primera parte de la investigación.

Uno de los objetivos de la presente tesis era la de obtener un modelo de predicción de ruido acústico y psicoacústico con el fin de facilitar futuras investigaciones en el campo del ruido en máquinas eléctricas. Dicho modelo podrá estimar el ruido que originará el motor en términos acústicos y psicoacústicos, utilizando como entradas los parámetros eléctricos del motor y de la técnica de modulación. Éstos serán el número de polos del motor, el índice de modulación de la técnica, la distorsión armónica en tensión y por último la distorsión armónica en intensidad.

Los ensayos, protocolos y medidas se han realizado en las instalaciones del Área de proyectos de Ingeniería del Departamento Rural de la Universidad de Córdoba, así como el material utilizado perteneciente al Grupo de Investigación de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de

Córdoba y Área de proyectos de Ingeniería del Departamento Rural de la Universidad de Córdoba.

1.1 ESTRUCTURA DE LA TESIS

La presente tesis está dividida en diez capítulos. A continuación se describirán brevemente el contenido de cada capítulo.

En el Capítulo 1 se realiza una introducción a las temáticas tratadas en este trabajo, las motivaciones que han originado la investigación y su alcance. También se expondrán brevemente los parámetros estudiados, las estrategias utilizadas, las herramientas desarrolladas y utilizadas para la realización del estudio, y el modelo desarrollado para el análisis de los parámetros psicoacústicos en máquinas rotativas de inducción. Además se detalla la estructura documental de la presente tesis.

El Capítulo 2 expone los objetivos principales de la investigación y los objetivos secundarios necesarios para la consecución de los primeros, así como la hipótesis de partida y posibles particularidades que pudieran incidir en los resultados obtenidos en la investigación.

Una vez descritos los objetivos de la investigación, se procederá a comentar los estudios anteriores en los campos donde se desarrolla la investigación dentro del Capítulo 3, con especial atención a los que están directamente relacionados con las temáticas tratadas. Estos campos son la acústica y el ruido en máquinas eléctricas rotativas.

En el Capítulo 4 se muestra el resultado del estudio de calidad acústica del ruido emitido por un motor de inducción trifásico alimentado por distintas técnicas de modulación por ancho de pulso, como complemento al clásico estudio del ruido emitido por máquinas eléctricas rotativas, basado en niveles de emisión acústica. Para ello se han utilizado los parámetros psicoacústicos Specific and Total Loudness, así como el Total Roughness aplicados al ruido emitido por un motor

tipo Dahlander de 4 velocidades, identificando la contribución a la calidad acústica de las distintas configuraciones del número de polos, así como diferentes valores de los parámetros de control de cada una de las técnicas estudiadas.

En el Capítulo 5 se hace referencia a una nueva herramienta para la generación de señales eléctricas, para el control basado en Técnicas de Modulación por Ancho de Pulso (PWM), de Máquinas Eléctricas Rotativas alimentadas mediante inversores de potencia. Esta herramienta permite diseñar cualquier tipo de señal ideada por el usuario, generarla en el inversor y/o simular el comportamiento del motor eléctrico con dicha señal de alimentación. Las distintas señales diseñadas por el usuario pueden ser guardadas en la herramienta para su posterior ensayo, y además permitiendo el paso de una técnica a otra sin necesidad de reiniciar la herramienta o de un setup previo.

El Capítulo 6 presenta el modelo obtenido mediante redes neuronales para la estimación del ruido (nivel de presión sonora) y de los parámetros psicoacústicos (Loudness, Roughness y Sharpness) de un motor de inducción trifásico, utilizando como entradas para el modelo los parámetros eléctricos de distorsión armónica en tensión e intensidad, el índice de modulación producido por la técnica que genera la señal de alimentación junto con el inversor de potencia y el número de polos del motor eléctrico de inducción trifásico.

Tras los Capítulos 4, 5 y 6, se hace una breve evaluación y resumen de los resultados obtenidos en el Capítulo 7, de forma particular y un análisis global en función de los objetivos de partida.

Como Capítulo final de la presente investigación en el Capítulo 8 se propone, en los casos que se estimen oportunos, nuevas y futuras líneas de trabajo para completar y mejorar los resultados obtenidos en el presente estudio.

2 OBJETIVOS

Como se ha comentado previamente el estudio del ruido en motores eléctricos se ha centrado tradicionalmente en el nivel de presión sonora. Con el nuevo enfoque psicoacústico, los parámetros que definen la calidad acústica pueden ser influidos de manera diferente por los parámetros constructivos de la máquina, como es el número de pares de polos [11, 24, 64, 66] y las características de la señal de alimentación generada por la técnica de modulación [4, 8, 24, 30, 34, 42, 53, 55, 63, 66, 85]. En términos de psicoacústica no se ha realizado ningún estudio de cómo influyen las características de las técnicas de modulación en la calidad del sonido en términos psicoacústicos en motores eléctricos.

Para esta investigación la cantidad de ensayos necesarios a realizar son numerosos, ya que para obtener un barrido completo del comportamiento del motor ante las tres técnicas seleccionadas (HIPWM-FMTC, SLPWM y HIPWM-FMTC2) en función de sus parámetros de control y en combinación con los distintos números de polos del motor se calcula que serán necesarios más de tres mil ensayos. Debido a esto se ha desarrollado una nueva herramienta que permita realizar los ensayos de manera más eficiente y en un tiempo razonable.

Una vez obtenidos los ensayos estaremos en disposición de estudiar y analizar los datos conseguidos en los ensayos y de esta forma obtener un modelo mediante redes neuronales artificiales que sea capaz de predecir el comportamiento acústico y psicoacústico del motor, utilizando como entradas para dicho modelo los parámetros eléctricos de distorsión armónica en tensión e intensidad de la señal de alimentación, el índice de modulación de la técnica de modulación y el número de pares de polos del motor como parte de los parámetros constructivos de la máquina.

A raíz de estas afirmaciones se plantean los siguientes objetivos que tratan de ser cubiertos por esta tesis:

- 1) Estudiar cómo influyen las distintas técnicas de modulación empleadas en la calidad sonora en términos psicoacústicos del ruido emitido por el motor ensayado.
- 2) Establecer los valores óptimos de los parámetros de control de las técnicas de modulación empleadas en los ensayos para obtener una mejor calidad sonora en términos psicoacústicos y comprobar cuál de las técnicas obtiene un mejor resultado.
- 3) Elaborar una herramienta que permita realizar ensayos de técnicas de modulación de ancho de pulso, así como el diseño e implementación de las técnicas a ensayar.
- 4) Establecer el nivel de correlación entre los parámetros eléctricos del motor y la técnica de modulación encargada de generar la señal de alimentación, con el nivel de ruido y los parámetros psicoacústicos.
- 5) Establecer un modelo de predicción de ruido de las técnicas PWM estudiadas como paso previo a un futuro control de ruido en las máquinas eléctricas.

3 ANTECEDENTES

Hay un gran número de investigaciones relacionadas con el ruido acústico emitido por los motores de inducción, desde sus orígenes hasta sus posibles consecuencias [11, 24, 43, 51, 64-67]. Dentro de dichas investigaciones hay estudios muy específicos los cuales se centran en el ruido acústico emitido por la fricción entre las partes móviles como son los rodamientos [66, 98], al originado por a la excentricidad del eje [40, 64] o a la componente aerodinámica a altas velocidades [28, 97]. Además, también existen estudios sobre los parámetros constructivos ideales como la relación entre el número de ranuras del rotor y el estator [43, 51] y la influencia de la saturación magnética en el ruido[5].

Respecto a la influencia de la señal de alimentación generada por una técnica de modulación de ancho de pulso se encuentran varias investigaciones y precedentes [8, 12, 20, 26, 29-31, 34, 39, 41, 42, 50, 53, 55, 63, 75-77, 98], pero no estudian la calidad sonora desde el punto de vista psicoacústico en función de los parámetros de las técnicas de modulación.

Previa a la presentación de las medidas acústicas tomadas, así como de su tratamiento, estudio preliminar y post-procesamiento para la obtención de los parámetros psicoacústicos, habiendo sido éstas generadas por la interacción entre las técnicas PWM empleadas y el motor eléctrico ensayado, es necesario describir de forma breve y concisa los conceptos más relevantes manejados para la comprensión del estudio psicoacústico de dichas medidas y para una presentación de la terminología, magnitudes y unidades utilizadas en los distintos capítulos del presente trabajo. De forma independiente a este capítulo se expondrán las principales fuentes de ruido en las máquinas eléctricas rotativas, donde se analizará el origen y la trascendencia de cada una.

3.1 ACÚSTICA

La acústica es la rama de la física que estudia la propagación de las ondas mecánicas a través de la materia sólida, líquida y gaseosa, la cual engloba el sonido, infrasonido y ultrasonido.

Actualmente se utiliza para la medición y análisis de ruidos la magnitud de Nivel de Presión Sonora (*NPS*). Este concepto determina el valor de la intensidad de un sonido que ha sido generado por una presión sonora, o lo que es lo mismo, el sonido que alcanza al receptor en un instante de tiempo dado. Debido al amplio margen entre la sonoridad más intensa y la más débil (200 Pa y 20 μ Pa), los valores de esta magnitud se miden en decibelios (dB) siendo ésta una unidad logarítmica y sus valores pueden variar entre 0 dB que equivalen al umbral de audición del oído humano y 120 dB que es el umbral necesario para percibir dolor.

Recientemente se han empezado a utilizar otros parámetros para el estudio del ruido que dan aspectos más relevantes del sonido. El cometido de estos parámetros es el de cuantificar la percepción del ruido por el oído humano, es decir, la respuesta que genera nuestro sistema auditivo tras el estímulo provocado por un ruido y como se relaciona la magnitud de la sensación producida por el ruido respecto de la magnitud física del ruido. Estos parámetros que definen la calidad sonora o la sensación percibida por el receptor se engloban dentro de la disciplina llamada psicoacústica.

3.2 PSICOACÚSTICA

Llegado a este punto es conveniente definir los parámetros psicoacústicos que van a ser utilizados para el estudio del sonido, en este sentido se habla de *calidad sonora* de un determinado sonido en función de los valores psicoacústicos considerados para definir si un

sonido es agradable, desagradable, perjudicial o no [95]. La disciplina que estudia y define el conjunto de parámetros se denomina “psicoacústica” [21, 22].

La psicoacústica es una disciplina principalmente empírica, y los datos obtenidos mediante análisis estadísticos de test subjetivos son utilizados para la obtención de resultados y el desarrollo de la psicoacústica. Algunos investigadores han desarrollado métodos para evaluar algunas propiedades del sonido mediante descriptores como:

- Sonoridad (Loudness).
- Aspereza (Roughness).
- Nitidez (Sharpness).

Solamente el Loudness está estandarizado [36], actualmente el resto se encuentra en proceso de verificar su fiabilidad y ser normalizados.

En el presente trabajo se utilizaran el Loudness, el Roughness y el Sharpness para el estudio de la relación entre parámetros eléctricos y psicoacústicos.

3.2.1 Loudness

Este parámetro determina como es de fuerte un sonido respecto a otro, y la definición de Loudness según Zwicker & Fastl [99] como *“el nivel de presión sonora de un tono de 1kHz en una onda plana incidente y frontal que es tan fuerte como el sonido evaluado”*.

El parámetro Loudness es una medida subjetiva de la intensidad con la que el oído humano percibe un sonido, su unidad es el *sonio*, magnitud ya comentada en el apartado anterior.

La relación existente entre el nivel de presión sonora (NPS) y el parámetro Loudness para tonos puros se representa mediante curvas isófonas (Figura 1), representando estas la relación entre las frecuencias

e intensidades de dos sonidos sinusoidales para ser percibidos con los mismos *sonios* o sonoridad.

Las características del oído explican la dependencia entre la sonoridad y la frecuencia, a medida que la sonoridad aumenta las curvas se aplanan por lo que la dependencia con la frecuencia disminuye.

- Nivel de sonoridad (Loudness level), es el nivel por comparación con un sonido de referencia de 1 kHz.
- Sonoridad (Loudness), es el valor numérico de la fuerza de un sonido proporcional a una magnitud subjetiva evaluada por oyentes normales.

La sonoridad o loudness viene expresada como N_t en la ec. (1) y L_N el nivel de sonoridad o Loudness level en sonios. El Loudness, como ya comentamos anteriormente, es el único parámetro en el campo de la psicoacústica que esta estandarizado (UNE 74-014-78).

$$N_t = 2^{\left(\frac{L_N - 40}{10}\right)} \quad (1)$$

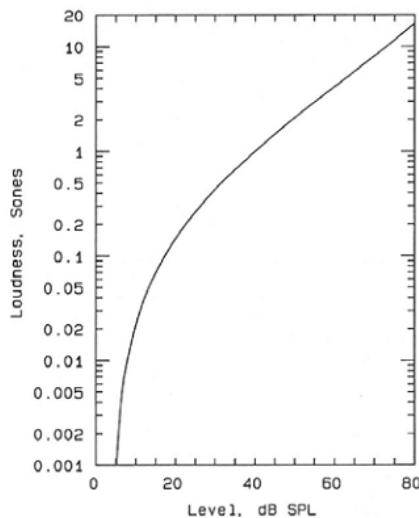


Figura 1 Relación entre nivel SPL y Loudness para un tono puro de 1 kHz (Sonios).

Un aspecto a tener en cuenta a la hora de calcular el Loudness es el efecto de enmascaramiento frecuencial, que es la situación en la que un sonido impide la percepción de otro. Este fenómeno de enmascaramiento es debido a que durante la excitación de la membrana basilar de un oído sano mediante un tono puro, además de excitarse las células filiales que corresponden a la frecuencia de dicho tono, también se excitan en menor grado las de las frecuencias superiores e inferiores debido a la proximidad entre los nervios adyacentes.

La amplitud de la excitación en la membrana basilar al percibir un tono puro define la curva de enmascaramiento para ese tono puro y el ancho de banda de esa curva de enmascaramiento se le denomina banda crítica, siendo diferente en función de la frecuencia del tono. De esta forma si un sonido solo excita la frecuencia de una banda crítica, este se verá enmascarado.

La Sonoridad Especifica o Specific Loudness representa la sonoridad frente a la frecuencia. El rango de frecuencias se fraccionan en bandas críticas de las siguientes 24 frecuencias y cada banda se denomina *Barks*.

3.2.2 Roughness

Este parámetro psicoacústico cuantifica como de molesto es un sonido debido a modulaciones rápidas [16], su unidad de medida es el *Asper* y viene definido por un tono de 1 kHz a 60 dB modulado a 70 Hz con un índice de modulación del 100%. El máximo de Roughness posible para un sonido se consigue con una modulación a 70 Hz. El Roughness puede ser calculado mediante la ec. (2).

$$R = \int_0^{24 \text{ Bark}} f_{mod} \cdot \Delta L \cdot dz \text{ (Asper)} \quad (2)$$

Siendo f_{mod} la frecuencia de modulación y ΔL el índice de modulación percibido por el oído, hay una variación de nivel en el sonido pero su apreciación es menor que la real.

El grado de Roughness, suponiendo un tono puro de 1 kHz al que se le aplica una modulación de 0 a 500 Hz, empezara a subir al incrementar la modulación desde cero y alcanzará su valor máximo cuando la modulación sea de 70 Hz, una vez superados los 70 Hz empezará a decrecer a medida que aumente su modulación y en 500 Hz su valor será cercano a 0 *Asper*.

3.2.3 Sharpness

El parámetro psicoacústico Sharpness o nitidez cuantifica la sensación causada por las componentes del ruido de altas frecuencias. La apreciación de este parámetro por el oído humano es lineal y su unidad es el *Acum*, del latín “*agudo*”. El valor de 1 *Acum* viene dado por una banda de 150 Hz de ancho a 1 kHz y con un nivel de 60 dB. Éste parámetro psicoacústico es de gran relevancia en cuestiones de calidad acústica a causa de su influencia en el desagrado de ruidos.

Los métodos utilizados para el cálculo del Sharpness son el propuesto por E. Zwicker, ec.(3) y un segundo método propuesto por Aures, ec.(4) posteriormente para corregir los problemas detectados en las estimaciones realizadas mediante el método de E. Zwicker.

$$S = \frac{\int_0^{24} N'(z) \cdot g(z) \cdot z \cdot dz}{\int_0^{24} N'(z) \cdot d(z)} \quad (3)$$

Siendo z la frecuencia en escala Bark, $N'(z)$ el Loudness específico y $g(z)$ una función ponderadora.

$$S = \frac{\int_0^{24} N'(z) \cdot g(z) \cdot z \cdot dz}{\ln(0'05N + 1)} \quad (4)$$

Siendo $N'(z)$ el Loudness específico y N el Loudness total.

3.3 RUIDO EN MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS

Para estudiar el comportamiento acústico de las máquinas eléctricas rotativas hay que diferenciar entre los tres componentes básicos que intervienen en el proceso que constituyen el sistema:

- Fuente emisora del ruido.
- Receptor o sensor que percibe el ruido.
- Ambiente, es el medio que conecta al emisor con el receptor.

Este sistema descrito mediante tres componentes se puede clasificar en dos parámetros:

- Activos, son aquellos que incluyen fenómenos físicos dependientes del tiempo y debido a su naturaleza influyen en los pasivos.
- Pasivos, estos son los parámetros que caracterizan la respuesta del sistema a determinados fenómenos físicos y son independientes del tiempo.

En el origen de las fuerzas de excitación tenemos la forma de onda con la que se alimenta las bobinas del estator creando la excitación magnética, gracias a la naturaleza periódica de la señal de alimentación esta se puede descomponer mediante Fourier en las distintas componentes que la componen, de esta manera la señal original puede ser tratada como la suma de todas ellas. Las fuerzas de excitación actúan sobre la máquina haciéndola vibrar de esta forma se puede ver a la máquina como un sistema pasivo que es capaz de vibrar.

Antecedentes

Dicha capacidad de vibrar de la máquina se puede analizar en función de dos parámetros el modo de vibración y la frecuencia. Al menos una frecuencia de resonancia corresponde con cada modo de vibración, siendo una situación muy desfavorable que coincida o sea muy similar una frecuencia de resonancia de la máquina con la frecuencia de excitación de esta.

En la Figura 2 se muestra las relaciones entre las distintas partes del sistema antes descrito, tanto los componentes activos como los pasivos y su interrelación [48].

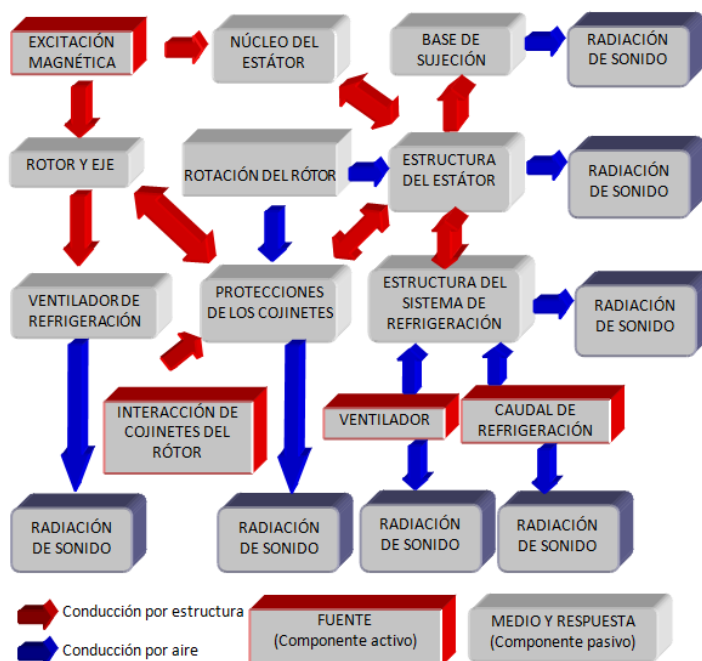


Figura 2 Generación y propagación del ruido en una máquina eléctrica rotativa.

La potencia sonora que aparece en la superficie de la máquina eléctrica rotativa es debida a la parte de energía vibratoria que posee una frecuencia dentro del rango audible por el oído. La eficacia de conversión de esta energía vibratoria en ruido depende de la capacidad radiadora de la misma, que depende a su vez del modo natural de vibración y de la frecuencia. La cantidad de potencia sonora percibida por el receptor depende de las características sonoras del ambiente.

La sensación humana ante la potencia sonora percibida a través del ambiente está determinada por la característica de transferencia del oído, que depende de los parámetros de frecuencia, intensidad y tiempo de exposición al sonido.

La máquina se puede encontrar interconectada al ambiente mediante la base o bancada, a través de soportes y del propio eje de la máquina. Los elementos ligeros y con cierta superficie actúan como radiadores secundarios, por lo que el producto final es la suma del ruido aéreo transmitido por la máquina más el radiado por el resto de partes, la suma de estos dos componen la suma del ruido total.

3.3.1 Fuentes de ruido en máquinas eléctricas rotativas

El ruido radiado por cualquier máquina es en cierta manera pérdidas de la máquina y por consiguiente una pérdida de rendimiento en cierta manera en función de potencia total absorbida por la máquina, por este motivo es objeto de estudio y análisis desde hace tiempo. Otro factor a tener en cuenta es de qué forma perjudican las vibraciones causantes del ruido en la vida útil de las partes que componen la máquina. La primera obra sobre el cálculo de ruido en motores eléctricos fue publicado por Jordan [38] en 1950 y hasta la fecha existen numerosas publicaciones y estudios referentes al ruido en máquinas eléctricas, entre los cuales podemos destacar los estudios de armónicos de campo, pares armónicos, ruidos y vibraciones en máquinas asíncronas [32], otros con el objeto de reducción de ruido [96], extensos análisis sobre ruidos y vibraciones en máquinas a cargo de Timar [84] en 1989 y otros textos como los de Astakhov [2] en 1985 y el polaco Kwasnicki [46] en 1998.

Los textos sobre el análisis de vibraciones y ruido se publicaron hace décadas, el más actual es la publicación de Gieras [27] en 2006. Actualmente los estudios más recientes sobre vibro-acústica, protocolos y procedimientos solo están disponibles en revistas científicas

especializadas. Dentro de los avances más actuales se incluye la aplicación y desarrollo de métodos numéricos para la simulación del ruido emitido, entre ellos están:

- Método de elementos finitos (FEM) [68, 89], que permite establecer un modelo dinámico de las inducciones electromagnéticas que suceden en el interior de la máquina y el comportamiento de la estructura de esta.
- Método de elementos límites o frontera (BEM) [25, 79].
- Método del análisis de la energía (SEA) [7, 62].

También es de tener en cuenta los estudios y trabajos realizados enfocados en los efectos nocivos sobre las personas que pueden provocar los ruidos emitidos por las máquinas. En este campo hay estudios más especializados en caracterizar y definir el tipo de ruido más sensible al oído humano y los efectos físicos-psíquicos que pueden provocar. Para caracterizar y definir a estos es necesario el uso de criterios y parámetros aparte de los más comunes como son la intensidad o el nivel de ruido.

La emisión del ruido acústico en una maquina eléctrica rotativa es la suma de tres fuentes emisoras activas no correlacionadas y que actúan de forma independiente:

- Ruido de origen mecánico.
- Ruido de origen aerodinámico.
- Ruido de origen electromagnético.

3.3.1.1 *Ruido de origen mecánico*

En este tipo de fuente emisora de ruido, su origen se debe a las vibraciones originadas por partes móviles a consecuencia de fricciones en rodamiento y cojinetes. Otros motivos de estas vibraciones pueden ser un mal alineamiento del eje del motor o elementos de contacto

eléctrico a través de rozamiento, como por ejemplo anillos rozantes y escobillas.

Este tipo de fuente de ruido es el menor de los tres antes mencionados si se realiza un correcto mantenimiento como engrasar los cojinetes y los rodamientos, y también hacer un buen uso de la máquina evitando sobrecargas que puedan deformar el eje del rotor dando lugar a excentricidades. Este tipo de ruido es función de la velocidad de la máquina al cuadrado, por lo que en máquinas de alta velocidad [11] suele ser considerado aun siendo el menor de los tres.

3.3.1.2 *Ruido de origen aerodinámico*

Las causas del origen de este tipo de ruido son dos:

- Debida a la velocidad del flujo de aire del sistema de refrigeración. El valor de este ruido es función de la velocidad de paso del aire que refrigera la máquina y de la sección de paso del circuito de refrigeración.
- Por el efecto sirena, debido a la presión pulsante causada por el paso de las aspas del ventilador muy cerca de algún componente de la máquina, originando un ruido de frecuencia discreta en el flujo de aire, que en ciertas condiciones puede llegar a resonar el circuito de circulación de aire. Este ruido está en función de la quinta potencia de la velocidad de giro del motor y es de considerar en máquinas de alta velocidad.

3.3.1.3 *Ruido de origen electromagnético*

El origen electromagnético que caracteriza este tipo de ruido se basa en la interacción entre las distintas inducciones existentes en el entrehierro de la máquina, fundamentales y armónicos giratorios, debidos al propio

diseño de la máquina y a las corrientes que circulan por los devanados de esta. Este tipo de ruido es el más importante en motores de bajas velocidades que son aquellos con seis o más polos.

El término fundamental genera el par útil encargado de hacer girar el eje de la máquina a una determinada velocidad en función de su número de polos, y los términos armónicos debidos a los armónicos contenidos en la señal de alimentación, este último tiene que ser reducido en el diseño original de la máquina ya que una vez construida son muy difícil de reducir [24].

El ruido electromagnético puede ser separado en un término fijo y otro variable. El término fijo es debido a las fuerzas y vibraciones generadas por la interacción del flujo magnético fundamental y las zonas magnéticas del rotor. Para minimizar este ruido hay que diseñar la máquina con una relación de ranuras del estator y barras del rotor adecuadas, las reglas para la determinación de esta relación fue establecida por Kron [44] y la determinación del nivel de ruido aproximado por Jordan [38].

El término variable es consecuencia de la carga a la que esté sometida la máquina y es generado a partir del campo magnético generado por las corrientes que circulan por las barras del rotor al incrementarse dicha carga. El campo magnético del rotor genera una fuerza en los dientes del estator que es la causante de las vibraciones y el ruido generado. La fuerza generada en los dientes del estator no tiene una distribución homogénea sobre todos los dientes a la vez sino que es aplicada con diferente magnitud a los distintos dientes del estator en función de la posición angular relativa del rotor respecto al estator, produciendo distintos modos vibratorios.

Los armónicos magnéticos presentes en la máquina pueden ser:

Armónicos magnéticos temporales, son debidos a la no linealidad de la tensión de alimentación de las distintas fases de la máquina, especialmente si la señal de alimentación es suministrada por un inversor o convertidor de frecuencia. Los armónicos de corriente son del

orden $k = (3n + 1)$ siendo $n = 1, 2, 3...$, genera estas unas fuerzas magneto-motrices en sentido del campo principal (secuencia directa). De la misma forma para la secuencia inversa también existirán unos armónicos, pero de orden $k = (3n - 1)$ y de orden $k = 3n$ para los de secuencia homopolar. La combinación de los armónicos temporales generan fuerzas periódicas normales al entrehierro deformando el estator y excitando magnéticamente el aire circundante. Es conocido que tanto las ondas vibratorias, la respuesta vibratoria como el ruido acústico tienen el mismo espectro [90].

Armónicos magnéticos espaciales, estos dependen de la posición de las bobinas del estator en el contorno del entrehierro, en el cual existe una reluctancia variable a lo largo de su contorno debido a la presencia de ranuras, a la saturación magnética del núcleo magnético, a la excentricidad del propio eje de la máquina o al número de barras del rotor y a su inclinación respecto al eje longitudinal de la máquina [43, 44, 51, 65, 66, 93]. Sobre estos armónicos no se puede influir, pero si tratar de que no interaccionen para no magnificar los efectos acústicos

3.3.2 Ruido electromagnético en la máquina de inducción trifásica

La máquina utilizada para el presente trabajo es una de inducción trifásica tipo Dahlander, y aunque la generación de ruido es similar en la mayoría de los aspectos en cualquier máquina eléctrica rotativa, en este punto se va a poner de manifiesto las particularidades del ruido emitido por ésta ante las distintas señales de alimentación.

3.3.2.1 *Campos magnéticos y fuerzas radiales en máquinas eléctricas de inducción trifásicas alimentadas por corrientes senoidales*

Cuando la señal de alimentación aplicada a la máquina es una señal compuesta por corrientes senoidales simétricas, la principal fuente de ruido magnético es la fuerza debida a la rotación del campo magnético en el entrehierro y como este es el medio por el que se transmite la potencia al rotor cierto nivel de ruido es inevitable. El problema se magnifica según el contenido armónico que contenga dicho campo magnético, el conjunto de estos generan una deformación en el circuito magnético del estator proporcional al cuadrado de la intensidad del flujo que exista en el entrehierro.

La relación entre el número de ranuras estatóricas y las barras del rotor se definen según el número de polos, dimensiones de la máquina, el par y también para reducir en la medida de los posible el ruido. Fijar dicha relación es inevitablemente un compromiso entre minimizar el ruido y otros parámetros de la máquina como puede ser el rendimiento o su coste, lo que hace a veces difícil elegir la relación más silenciosa. Una situación desfavorable en la que puede darse el caso de un elevado ruido es en la que coincida una de las distintas frecuencias antes mencionadas con la frecuencia natural de cualquiera de los dientes del estator o del propio núcleo dando origen a una resonancia,

inevitablemente aparece una componente de ruido del doble de la frecuencia de la señal de alimentación [27].

El conjunto de fuerzas radiales debidas a la atracción magnética en el rotor, más los desequilibrios mecánicos que pueda haber en la máquina causan vibraciones en el eje que a su vez puede ser fuente de ruidos.

El ruido electromagnético en máquinas eléctricas rotativas es la causa de la interacción de las ondas de inducción, tanto la fundamental como los armónicos, que se originan en el entrehierro. Los valores de estas ondas de inducción son variables en el espacio y en el tiempo a causa de la distribución de los dientes estatóricos y a la variación de la permeabilidad en el entrehierro a causa de las ranuras estatóricas y rotóricas, de los efectos de la saturación magnética y a una posible excentricidad de la máquina.

Según la expresión del tensor de Maxwell dado por la ec. (5), las fuerzas que aparecen en el entrehierro son periódicas originadas por la combinación de los armónicos de inducción, deformando el núcleo del estator y excitando magnéticamente el aire cercano al núcleo.

$$P(x, t) = \frac{b(x, t)^2}{2\mu_0} (N/m) \quad (5)$$

Las técnicas más utilizadas para minimizar las vibraciones y el ruido de origen magnético son la inclinación de las ranuras del rotor y la combinación de las ranuras del estatóricas y rotóricas.

El método de cálculo de los armónicos de inducción y el de la determinación del ruido magnético fueron desarrollados por Jordan [38] en 1950, pero para el cálculo del ruido magnético es más complicado debido a las exigencias de cálculo de las miles de interacciones entre los armónicos por lo que determinar de manera fiable y rápida el ruido electromagnético fue posible al aparecer las primeras computadoras.

Incluso con la ayuda de las computadoras no es fácil calcular correctamente el ruido magnético debido a la influencia de parámetros

aleatorios originados durante la fabricación de la máquina, pero sí se puede calcular de forma precisa en función de las frecuencias involucradas en la generación de éste.

A partir de la Tabla 1 se puede obtener el valor del factor de distribución de los armónicos espaciales para una máquina trifásica en función del número de ranuras por polo y fase q_1 . Si la máquina eléctrica rotativa es trifásica, con $m_1 = 3$, podemos observar que para ciertos armónicos y siempre que $q_1 \geq 2$, entonces k_{dv} tiene el mismo valor que el termino fundamental $v = 1$.

Con $q_1 = 1$ no hay atenuación de ningún armónico por distribución del devanado, estos siguen la expresión $v = 2m_1q_1k \pm 1 = k \frac{s_1}{p} \pm 1$ y se les denomina armónicos de ranura del estator. La *fem* inducida por los armónicos de ranura del estator no se puede reducir mediante la distribución de ranuras y tampoco mediante el acortamiento de bobina. En la Tabla 1 se resaltan los valores de aquellos armónicos espaciales que no serán reducidos por la distribución de bobinas en la máquina.

Tabla 1 Factor de distribución k_{dv} de una máquina trifásica en función de q_1

Orden del armónico V	Nº DE RANURAS POR POLO Y FASE q_1					
	1	2	3	4	5	6
1	1	0,965	0,959	0,957	0,956	0,956
3	1	0,707	0,666	0,653	0,647	0,643
5	1	0,258	0,217	0,205	0,200	0,197
7	1	-0,258	-0,177	-0,157	-0,149	-0,145
9	1	-0,707	-0,333	-0,270	-0,247	-0,235
11	1	-0,965	-0,177	-0,126	-0,109	-0,101
13	1	-0,965	0,217	0,126	0,102	0,091
15	1	-0,707	0,666	0,270	0,200	0,172
17	1	-0,258	0,959	0,157	0,102	0,083
19	1	0,258	0,959	-0,205	-0,109	-0,083
21	1	0,707	0,666	-0,653	-0,247	-0,172
23	1	0,965	0,217	-0,957	-0,149	-0,091
25	1	0,965	-0,177	-0,957	0,200	0,101
27	1	0,707	-0,333	-0,653	0,647	0,235
29	1	0,258	-0,177	-0,205	0,956	0,145
31	1	-0,258	0,217	0,157	0,956	-0,197
33	1	-0,707	0,666	0,270	0,647	-0,643
35	1	-0,965	0,959	0,126	0,200	-0,956
37	1	-0,965	0,959	-0,126	-0,149	-0,956
39	1	-0,707	0,666	-0,270	-0,247	-0,643
41	1	-0,258	0,217	-0,157	-0,109	-0,197
43	1	0,258	-0,177	0,205	0,102	0,145
45	1	0,707	-0,333	0,653	0,200	0,235
47	1	0,965	-0,177	0,957	0,102	0,101
49	1	0,965	0,217	0,957	-0,109	-0,091
51	1	0,707	0,666	0,653	-0,247	-0,172

Los armónicos del rotor se pueden expresar mediante la ec. (6).

$$\mu = k \frac{s_2}{p} \pm 1 \quad (6)$$

Donde $k = 1, 2, 3, \dots$ y s_2 es el número de barras o ranuras del estator. Con $s_2 = 30$ se pueden calcular los armónicos de rotor de la siguiente tabla:

Tabla 2 Armónicos de ranura de rotor para distintas configuraciones de polos

K	p = 1		p = 2		p = 3		p = 6	
1	31	29	16	14	11	9	6	4
2	61	59	31	29	21	19	11	9
3	91	89	46	44	31	29	16	14
4	121	119	61	59	41	39	21	19
5	151	149	76	74	51	49	26	24
6	181	179	91	89	61	59	31	29
7	211	209	106	104	71	69	36	34
8	241	239	121	119	81	79	41	39
9	271	269	136	134	91	89	46	44
10	301	299	151	149	101	99	51	49

Igual que en el caso anterior, los armónicos de ranura del rotor se presentan a altas frecuencias, o lo que es lo mismo a menor número de polos, por lo que las amplitudes las *fem* no son muy elevadas respecto a la fundamental y por consiguiente contribuyen en menor medida al ruido total de la máquina. Por el contrario, si el número de polos de la máquina es mayor los armónicos de ranura se dan a baja frecuencias, coincidiendo con lo anteriormente expuesto, a mayor número de polos mayor nivel de ruido electromagnético.

Fuerza magnetomotriz en el devanado del estator

La inducción B será sinusoidal si la tensión de alimentación es sinusoidal y el circuito magnético no está saturado, pero para la misma señal de corriente sinusoidal la FMM originada en una bobina se traduce como una onda cuadrada en el espacio de aire ocupado por ella y de amplitud variable en el tiempo.

Si la máquina eléctrica rotativa es trifásica y está alimentada con un sistema de corrientes equilibradas, no existirán armónicos múltiplos de tres. Los armónicos de orden 1, 7, 13, 19,... girarán en sentido del campo fundamental (sentido directo) y los armónicos 5, 11, 17, 23,... en sentido contrario al campo fundamental (sentido inverso).

Los valores de las magnitudes de los armónicos de FMM para una fase son en función del tiempo y una tiene una posición lineal, según la ec. (7).

$$\mathcal{F}_1(x, t) = \sum_{v=6k \pm 1}^{\infty} \mathcal{F}_{mv} \cos\left(\omega t \mp v \frac{\pi}{\tau} x\right) \quad (7)$$

O en función del tiempo y una posición angular según la ec. (8).

$$\mathcal{F}_1(\alpha, t) = \sum_{v=6k \pm 1}^{\infty} \mathcal{F}_{mv} \cos(vp\alpha \mp \omega t) \quad (8)$$

Donde α viene expresado en radianes por la ec. (9), siendo s_1 el número de ranuras y t_1 el paso de ranura del estator.

$$\alpha = \frac{1}{p} \frac{\pi}{v} x = \frac{2\pi}{s_1 t_1} x \quad (9)$$

Fuerza magnetomotriz en el devanado del rotor

El valor de amplitud de FMM en el rotor de una maquina eléctrica rotativa viene dado por la ec. (10).

$$\mathcal{F}_2 = \frac{m_2 \sqrt{2}}{\pi p} k_{d2} k_{p2} \cdot N_2 I_2 \quad (10)$$

- k_{w2} es el factor de devanado del rotor de la máquina para el armónico fundamental.
- N_2 es el número de espiras por fase del rotor.
- I_2 es el valor eficaz de la corriente que circula por los devanados del rotor.

Ondas de fuerzas radiales

El origen de las fuerzas tangenciales y el par motor en las máquinas eléctricas rotativas de corriente alterna son debidas a la densidad de flujo en el entrehierro, pero existen unas fuerzas radiales entre el rotor y el estator cuyo valor aproximado por unidad de área viene dado por el tensor de Maxwell ec. (5).

La distribución temporal y espacial de la FMM de una máquina eléctrica rotativa trifásica alimentada por un sistema trifásico simétrico de corrientes senoidales se expresa en el caso del estator según la ec. (11).

$$\mathcal{F}_1(\alpha, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \mathcal{F}_{mv} \cos(vp\alpha \mp \omega t) \quad (11)$$

Y en el rotor según la ec. (12).

$$\mathcal{F}_2(\alpha, t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} \mathcal{F}_{m\mu} \cos(\mu p \alpha \mp \omega_{\mu} t + \phi_{\mu}) \quad (12)$$

Siendo:

- α , distancia angular desde el origen del sistemas de coordenadas
- p , número de pares de polos
- ϕ_{μ} , ángulo entre los vectores de los armónicos de igual orden del estator y rotor
- v , número de armónicos espaciales del estator
- μ , número de armónicos espaciales del rotor
- ω , pulsación de la corriente de alimentación
- \mathcal{F}_{mv} , valor máximo del armónico v .
- $\mathcal{F}_{m\mu}$, valor máximo del armónico μ .

Para la maquina eléctrica rotativa de inducción los valores de μ vienen dados por la ec. (13).

$$\mu = k \frac{s_2}{p} \pm 1 \quad (13)$$

Con los valores de $k = 1, 2, 3, \dots$

Dichas fuerzas radiales giran a una velocidad angular de valor ω_r/r . Si la máquina es de pocos pares de polos en el estator, de alta velocidad, las fuerzas radiales pueden dar origen a vibraciones y en consecuencia ruido acústico.

Deformación del núcleo del estator: modos circunferenciales de vibración

La deflexión sufrida por el estator considerando únicamente los modos de vibración circunferenciales en el núcleo del estator es inversamente proporcional a la cuarta potencia de orden r de la fuerza radial aplicada sobre el mismo [88].

Para el producto de los armónicos de estator del mismo orden v , la frecuencia más baja de la FMM es $f_r=2f$, que es el doble de la frecuencia de alimentación y con un orden de $r=2p$. Para una máquina de dos polos $r = 2$ y para motores de 4 polos $r = 4$, y la fuerza magnética para un motor de cuatro polos será 1/16 de la existente en un motor de dos polos. El ruido generado por estas fuerzas del doble de la frecuencia de alimentación es significativo en motores de dos polos, si el número de polos es mayor entonces el orden aumenta y la deflexión disminuye con la cuarta potencia de este y por lo tanto muy atenuada.

El caso más desfavorable en el que la deformación es mayor se da cuando f_r es próxima a la frecuencia natural de la máquina o a la del estator. Los modos de vibración que dan origen a un mayor aporte al ruido son los de orden más bajo, para $r = 0,1,2,3$ y 4.

Si $r = 0$ la distribución de la densidad de fuerza magnética radial es uniforme en la periferia del estator y variable con el tiempo de forma periódica, a consecuencia de esto se produce una vibración radial del núcleo magnético del estator. En máquinas de elevado número de polos y alimentadas con corrientes simétricas senoidales este orden de vibración puede ocasionar un ruido de baja frecuencia elevado.

Si el orden de vibración es $r = 1$ la presión radial origina solamente atracción magnética en un solo punto con una velocidad de rotación de ω_1 .

Los restantes modos de vibración $r = 2, 3$ y 4 originan deflexiones en el núcleo del estator con forma ondulada.

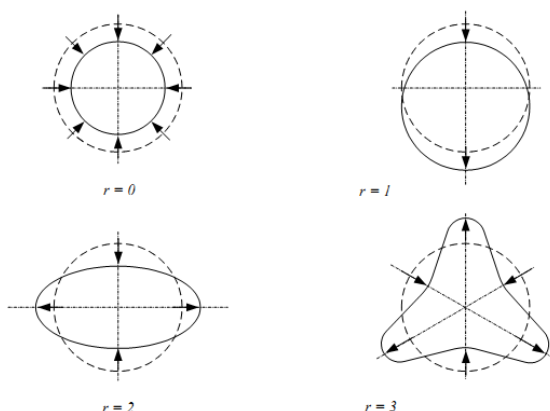


Figura 3 Distribución espacial de fuerzas radiales para modos $r=0,1,2$ y 3 .

En la Figura 3 se puede apreciar la distribución espacial de fuerzas radiales que actúan en la deformación del núcleo magnético del estator. Para reducir el ruido magnético en el caso de órdenes de vibración bajos, desde el punto de vista de diseño se intenta evitar combinaciones de ranuras estatóricas y rotóricas que satisfagan la ec. (14).

$$|s_1 - s_2| = p \pm r \quad (14)$$

Frecuencias y órdenes de presión magnética

Según $p_{rv}(\alpha, t)$, $p_{rv\mu}(\alpha, t)$ y $p_{r\mu}(\alpha, t)$ las frecuencias y ordenes de vibración de la presión magnética radial tienen su origen en los armónicos del estator de igual orden v , a la interacción de los armónicos de estator v y rotor μ , y a los debidos a los armónicos de igual orden de rotor μ . En los siguientes subapartados se detallan las frecuencias y los órdenes de cada componente.

Interacción de armónicos de estator de igual orden ν

La frecuencia de la fuerza magnética radial es el doble de la frecuencia fundamental de la señal de alimentación $f_r = 2f$, y el orden de los armónicos de ranura del estator viene dado por las ec. (15) y (16).

$$r = 2\nu p = 2(ks_1 \pm p) \quad (15)$$

Y ν :

$$\nu = 2m_1 q_1 k \pm 1 = k \frac{s_1}{p} \pm 1 \quad (16)$$

Interacción de los armónicos de estator ν y rotor μ

Considerando el armónico fundamental, el campo de cada armónico de cada devanado en un punto queda determinado por la coordenada α , que es pulsante a una frecuencia angular de $\omega = 2\pi f$, siendo f la frecuencia fundamental de la señal de alimentación. La pulsación de los armónicos del rotor vienen dados por la ec. (17).

$$\omega_\mu = \omega \pm ks_2\Omega_m = 2\pi f \left[1 \pm k \frac{s_2}{p} (1 - s) \right] \quad (17)$$

Siendo Ω_m la velocidad angular del eje de la máquina y $k = 1, 2, 3, \dots$

Las pulsaciones de fuerzas radiales originadas por la interacción de los armónicos de estator y rotor se calculan mediante la ec. (18).

$$\omega_r = \omega \pm \omega_\mu = \omega \pm \omega \pm ks_2 \left[2\pi \frac{f}{p} (1 - s) \right] \quad (18)$$

Y la frecuencia de las fuerzas radiales por medio de las ec. (19) y (20).

Antecedentes

$$f_r = f \cdot k \frac{s_2}{p} (1 - s) \quad (19)$$

$$f_r = f \left[k \frac{s_2}{p} (1 - s) \pm 2 \right] \quad (20)$$

Los órdenes de vibración de las fuerzas radiales vienen determinados por:

$$r = (v \pm \mu)p = ks_1 \pm ks_2 \pm 2p \quad (21)$$

Con los valores de v y μ :

$$v = 2m_1 q_1 k \pm 1 = k \frac{s_1}{p} \pm 1 \quad (22)$$

$$\mu = k \frac{s_2}{p} \pm 1 \quad (23)$$

Si $v = \mu = 1$, el orden de vibración serán $r=0$ y $r=2p$ y siempre que $v = \mu$ los órdenes serán $r=2vp=2\mu p$.

Interacción de armónicos del rotor de igual orden μ

Las frecuencias de las fuerzas magnéticas radiales están determinadas por la ec. (24).

$$f_r = 2f \left[1 \pm k \frac{s_2}{p} (1 - s) \right] \quad (24)$$

y para los órdenes:

$$r = 2\mu p = 2(ks_2 \pm p) \quad (25)$$

Siendo $\mu = k \frac{s_2}{p} \pm 1$.

Fuerzas radiales debidas a la excentricidad

Al existir excentricidad entre el estator y el rotor, el valor del entrehierro varía debido a la excentricidad del propio eje de la máquina generando las ondas de densidad de flujo magnético, además de la presencia de las ranuras estatóricas y rotóricas.

La incidencia de las fuerzas radiales debidas a la excentricidad se limita al estudio de armónicos de orden muy bajo, despreciando el efecto de los armónicos de orden superior.

Otras fuentes de ruido y vibración de origen electromagnético

Otras fuentes pueden ser:

- Que la señal de alimentación no sea simétrica.
- Estrés térmico.
- Efectos de magnetostricción.

3.3.2.2 Campos magnéticos y fuerzas radiales en motores alimentados con corrientes no senoidales

En la mayoría de las aplicaciones industriales se requiere que los motores trabajen a velocidades variables y para conseguir esto es necesario del uso de un convertidor electrónico de potencia. Dichos convertidores están compuestos por un puente rectificador de diodos para la conversión AC/DC, un filtro para conseguir una señal de continua con el mínimo rizado posible y un inversor compuesto por IGBTs para modular la señal de alimentación a partir de la señal de continua obtenida a través del puente rectificador y el filtro.

Antecedentes

La señal de alimentación obtenida no es senoidal y tiene un alto contenido en armónicos debido a la conmutación de los IGBTs. En este caso el ruido generado por la máquina se ve incrementado en relación a cuando era alimentado por una señal senoidal.

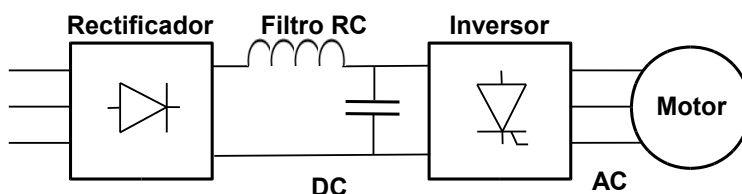


Figura 4 Esquema de los componentes de un convertidor electrónico.

Los armónicos con lo que se alimenta la máquina cuando la señal no es senoidal son conocidos como armónicos temporales [27] y la frecuencia a la que aparecen estos armónicos es $f_n = nf$, siendo $n = 2m_1k \pm 1$ y f la frecuencia fundamental de la señal de alimentación del motor, para nuestro caso será 50 Hz.

Fuerzas radiales en el caso de alimentación no senoidal

La componente normal de densidad de flujo magnético en el entrehierro para el armónico temporal n en un punto determinado por α , se determina para el caso del estator por la ec. (26).

$$b_{1n}(\alpha, t) = \sum_{v=1}^{\infty} b_{1vn}(\alpha, t) == \sum_{v=1}^{\infty} B_{mvn} \cos(vp\alpha - \omega_n t) \quad (26)$$

Y para el rotor:

$$b_{2n}(\alpha, t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} b_{1\mu n}(\alpha, t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} B_{m\mu n} \cos(\mu p \alpha \mp \omega_{\mu, n} t + \phi_{\mu, n}) \quad (27)$$

Siendo:

- v , el número del armónico espacial en el estator.
- μ , el número del armónico espacial en el rotor.
- n , el número del armónico temporal de corriente del estator.
- B_{mvn} , valor máximo de los armónico de la densidad de flujo para el estator.
- $B_{m\mu n}$, valor máximo de los armónico de la densidad de flujo para el rotor.
- α , la distancia angular desde el origen de coordenadas del sistema.
- $\omega_n = 2\pi n f$, es la pulsación de los armónicos temporales de corriente del devanado del estator, siendo f la frecuencia fundamental.
- $\omega_{\mu, n}$, la pulsación del armónico espacial μ en el rotor del sistema para el armónico temporal n .
- $\phi_{\mu, n}$, el ángulo entre los vectores correspondientes a los armónicos espaciales de inducción de estator y rotor para el armónico temporal n .

Los armónicos espaciales tienen su origen en la distribución de las bobinas de los devanados del estator en las ranuras estatóricas, de las ranuras del rotor y la geometría de los polos del rotor.

Los armónicos temporales son originados por la señal de alimentación, y siendo estos mayores si la alimentación es no senoidal y a generándola a través de convertidores electrónicos de potencia.

Interacción de armónicos de estator de igual orden v con presencia de armónicos temporales

Para expresar este tipo de interacción es válida la ec. (28) de las presiones en la periferia del estator determinada por los tensores de Maxwell. El primer término se corresponde al producto de los armónicos de estator de igual número, que para este caso es $[b_{1vn}(\alpha, t)]^2$ para los armónicos v y n .

$$\begin{aligned} p_{r,n}(\alpha, t) &= \frac{[b_{1vn}(\alpha, t)]^2}{2\mu_0} = \frac{[B_{m\dot{v}n} \cos(vp\alpha \mp \omega_n t)]^2}{2\mu_0} = \\ &= \frac{B_{m\dot{v}n}^2}{4\mu_0} [1 + \cos(2vp\alpha \mp 2\omega_n t)] \end{aligned} \quad (28)$$

Para armónicos de orden superior a uno la pulsación de los armónicos espaciales del estator son $\omega_n = 2\pi n f$, donde n hace referencia al número de armónico temporal. El término constante para cada armónico del estator y armónico temporal no es significativo a la hora de originar ruido, ya que la distribución de $B_{m\dot{v}n}$ es uniforme en el entrehierro. La frecuencia radial para los armónicos fundamentales temporales y espaciales ($v=n=1$) es $f_r=2f$ y el orden o modo de vibración $r=2p$. Para armónicos espaciales de orden mayor de uno y armónico espacial fundamental $n=1$, la frecuencia sigue siendo $f_r=2f$, pero el modo de vibración es $r = 2vp$, si el orden de los armónicos temporales es mayor de uno y para los temporales del estator es igual a uno, entonces $f_{r,n}=2fn$, y $r = 2p$.

Existen muchos más armónicos de fuerzas radiales originados por el producto mixto de los armónicos de inducciones del estator de diferentes órdenes que también producen fuerzas radiales.

Interacción entre armónicos del estator y del rotor con presencia de armónicos temporales.

El segundo término de la ecuación de las presiones del tensor de Maxwell era el producto mixto de los armónicos del estator y el rotor,

Los productos mixtos producen fuerzas radiales con modos de vibración $r = (v \pm \mu)p$ y unas frecuencias $f_{r,n} = f_n \pm f_{\mu,n}$

Los órdenes de vibración serán:

$$r = (v \pm \mu)p = ks_1 \pm ks_2 \pm 2p \quad (29)$$

Frecuencias y órdenes de la presión magnética en el caso de corrientes no senoidales

Alimentando la maquina rotativa de inducción mediante una señal no senoidal originarán una presión magnética radial con una frecuencia y un orden de vibración que se describirán en los siguientes apartados.

Excitadas por armónicos de estator de igual número v

$$f_{r,n} = 2nf \quad (30)$$

$$r = 2vp \quad (31)$$

Si $v = 1$ y $n > 1$, entonces $r = 2p$

Excitadas por combinaciones de armónicos de estator v y rotor μ

$$f_{r,n} = (nf \pm f_{\mu,n}) \quad (32)$$

$$r = (v \pm \mu)p \quad (33)$$

Si $v=1$ y $n>1$, entonces $f_{r,n} = n(f \pm f_\mu)$ y $r = (1 \pm \mu)p$.

Excitadas por armónicos de rotor del mismo número μ

$$f_{r,n} = 2nf_\mu \quad (34)$$

$$r = 2\mu p \quad (35)$$

Para armónicos espaciales $\mu>1$ y temporales $n>1$:

$$f_{r,n} = 2nf \left[1 \pm k \left(\frac{s_2}{p} \right) (1 - s_n) \right] \quad (36)$$

Interacción de armónicos de estator de diferente número con presencia de armónicos temporales

Al aplicar una señal de alimentación por medio de un convertidor electrónico de potencia se generan un amplio espectro de armónicos temporales en los devanados del estator y la interacción de estos, ya sea de diferentes órdenes y distintos a la unidad, pueden originar fuerzas radiales de magnitud significativa y su frecuencia y orden vienen determinados la ec.(37).

$$f_{r,n} = (n' \pm n'')f$$
$$r = 0, \quad r = 2p \quad (37)$$

Siendo $n' \neq n''$.

Las fuerzas radiales magnéticas más significativas se originan por la suma y la diferencia del armónico fundamental f con los principales armónicos temporales de corriente del estator [26]. La frecuencia de estas son $f_{r,n} = (1 \pm n)f$, con $n = 2km_1 \pm 1$.

Interacción de la frecuencia de conmutación del inversor y los armónicos temporales

La interacción de la frecuencia de conmutación f_{sw} con los armónicos temporales originan unas fuerzas de gran amplitud a tener en cuenta [53] $f_n = n' \cdot f_{sw} \pm n'' \cdot f$

Si n' es impar; entonces n'' será par, y viceversa:

$$f_n = f_{sw} \pm 2f, f_n = f_{sw} \pm 4f, f_n = f_{sw} \pm 6f \dots \quad (38)$$

$$f_n = 2f_{sw} \pm f, f_n = 2f_{sw} \pm 3f, f_n = 4f_{sw} \pm 5f \dots \quad (39)$$

Las fuerzas radiales de mayor amplitud se originan por la interacción entre el armónico fundamental y los armónicos temporales de mayor amplitud, con unas frecuencias y modos de vibración siguientes [53]:

$$f_{r,n} = |(\pm f_n) - f|; \quad r = 0 \quad (40)$$

Interacción de armónicos de permeancia y armónicos de fuerzas magnetostrictivas con presencia de armónicos temporales.

Estas fuerzas se presentan en regímenes de funcionamiento a plena carga y para ordenes de vibración bajos [53]. Los ensayos realizados se harán en vacío, por lo que no vamos a profundizar en esta interacción de armónicos.

Armónicos en el rectificador

Estos son transmitidos a través de todos los componentes que conforman al convertidor electrónico de potencia, y pueden producir fuerzas radiales en las frecuencias y ordenes de vibración siguientes:

$$\begin{aligned} f_{r,n} &= nf = 2m_1kf \\ r &= 2p \end{aligned} \quad (41)$$

3.3.3 Influencia del número de polos en la generación del ruido

3.3.3.1 Influencia en la componente aerodinámica

Una máquina eléctrica rotativa, al trabajar a altas velocidades, la componente aerodinámica es la que más aporta al nivel de ruido. Considerando la señal de alimentación constante, el motor girará a una velocidad inversamente proporcional a su número de pares de polos. El ruido aerodinámico que origina el motor será mayor cuanto mayor sea la velocidad mecánica del rotor, o lo que es lo mismo mientras menor sea el número de polos.

El ruido aerodinámico se puede separar en dos componentes:

- Ruido aerodinámico debido a la circulación del flujo de aire forzado en el interior de la máquina gracias a unos alabes solidarios al eje del motor. Este ruido suele ser de baja frecuencia y suele tener un ancho de banda variable.
- Ruido generado por el paso de los componentes del sistema de refrigeración cerca de otros componentes de la máquina como alabes, barras del rotor, salientes o componentes fijas del

estator. Esta generación de ruido se conoce como efecto sirena. Esta componente cubre generalmente un espectro similar al mostrado en la Tabla 3 y está en relación directa con el número de alabes del ventilador, barras del rotor y el número de polos [24].

Tabla 3 Bandas de frecuencia en función del número de polos.

Polos	Frecuencia de ventilador (Hz)	Frecuencia de barras (Hz)
2	300-540	2340-3060
4	210-510	1380-1740
6	180-340	1120-1380
8	135-255	870-1035

Las máquinas asíncronas pueden tener un sistema de refrigeración de simple o doble ventilador ubicado en los extremos del rotor en el interior de la carcasa, también si el motor es de jaula de ardilla, las terminaciones de las barras del rotor hacen de alabes. El aire externo es impulsado mediante los alabes o los salientes de las barras del rotor a través de la superficie del estator y el rotor para conseguir una reducción de temperatura de los devanados del estator y el rotor si los tuviera, ya que el aislamiento de dichos devanados es la parte más sensible a un exceso de calor. Para reducir el ruido aerodinámico hay que considerarlo en la etapa de diseño de la máquina, también se puede recurrir a un sistema de refrigeración externo como un intercambiador de aire forzado por medio de un ventilador externo que refrigere el aire en el interior de la máquina que este en contacto con las superficies del rotor y el estator como en las máquinas de inducción tipo TEAAC (Totally Enclosed Air to Air Cooled) [24, 28].

Para una mejor comprensión de la Tabla 3, hay que distinguir entre los siguientes casos:

- Máquinas de media potencia y rotor de jaula de ardilla, lo común es encontrar que las barras del rotor se alargan por

ambos extremos de los anillos de cortocircuito formando un conjunto de salientes que hacen circular el aire en el interior de la máquina cuando está en movimiento, constituyendo de dicha manera el sistema de refrigeración.

- En otras máquinas, el sistema de refrigeración lo compone un ventilador acoplado mecánicamente al eje de la máquina, éste impulsa el aire interior hacia el exterior e introduciendo aire del exterior, creando de esta forma un caudal de aire exterior de paso por el interior de la máquina, en función de la potencia de la máquina y del calor a evacuar, pueden acoplarse dos ventiladores para aumentar el caudal de aire movido y evacuar el aire caliente a través de una rejilla realizada en la propia carcasa de la máquina.

Para ambos casos, ventiladores o prolongaciones de las barras del estator, el nivel de ruido aerodinámico está ligado fuertemente a la velocidad de giro de la máquina, a menor número de polos con una frecuencia constante, aumenta la velocidad y el ruido aerodinámico asociado, pudiendo darse el caso de que para máquinas de dos y cuatro polos la componente aerodinámica puede ser mayor que el resto de componentes. Si el número de polos es seis o más, a frecuencia constante, el ruido aerodinámico disminuye considerablemente y al fabricar el motor con mayor número de polos el grosor del núcleo del estator es menor y en consecuencia es más fácil de deformar por las fuerzas radiales magnéticas [11] y en este caso el ruido predominante será el electromagnético.

De cualquier forma, la máquina utilizada en los ensayos mantiene el espesor del núcleo del estator independientemente del número de polos que se estén utilizando (2, 4, 6, 12).

3.3.3.2 *Influencia en la componente mecánica*

Otra componente que influye en el ruido generado en la máquina de inducción es la componente mecánica, y esta a su vez se puede descomponer en varias causas.

- A causa de fricciones o rozamientos entre las partes móviles y fijas de la máquina, dándose en un modo de funcionamiento normal de la máquina. Las fricciones pueden ser debidas a la fricción de los cojinetes o rodamientos y a la fricción de escobillas de contacto con anillos rozantes en el caso de un rotor bobinado, si fuera de jaula de ardilla no estaría presente este último.
- Por un funcionamiento anómalo a causa del desgaste de rodamientos, cojinetes, escobillas o anillos rozantes. Estas situaciones se pueden dar debido a imperfecciones en las superficies de contacto entre las escobillas y los anillos rozantes o por una mala lubricación en el caso de los rodamientos o cojinetes. Estas anomalías originan un ruido de frecuencia discreta relacionada con la velocidad de giro, estando en relación inversa al número de polos, y en función directa la amplitud del ruido con el cuadrado de la velocidad. El nivel del ruido $L_{mec\ p}$ se verá incrementado cuadráticamente en función de la velocidad del rotor y para un determinado nivel de ruido mecánico debido a los rodamientos o cojinetes y con una configuración de pares de polos p se podrá expresar en múltiplos o submúltiplos del número de pares de polos según la ec. (42).

$$L_{mec\ p} = k \frac{1}{\sqrt{p}} \quad (42)$$

El parámetro k es una constante constructiva de proporcionalidad de la máquina.

- Un desequilibrio en el eje del rotor respecto a la línea longitudinal de la máquina es otra posible fuente de ruido mecánico, ya que la distribución de la masa no es simétrica. Esta situación se conoce comúnmente como excentricidad y ocasiona una fuerza dinámica que se extiende hacia los cojinetes o rodamientos durante el giro del rotor con una frecuencia asociada proporcional a la velocidad la máquina y suele estar en una banda de bajas frecuencias desde el punto de vista auditivo.

Aunque la componente mecánica debida a la excentricidad no supone el mayor aporte de ruido, si existe una componente magnética debida a la deformación del eje.

3.3.3.3 *Influencia en la componente magnética*

El ruido magnético es debido a las fuerzas magnéticas existentes en el entrehierro del motor y están divididas en:

- Fuerzas radiales.
- Fuerzas tangenciales.
- Fuerzas por magnetostricción.

En la máquina de inducción las radiales son las predominantes dentro de la componente magnética. A su vez, estas fuerzas radiales están compuestas por un término fundamental y por sus armónicos, tal como vimos anteriormente. El término fundamental está compuesto por un término constante que no aporta al origen del ruido y otra que gira al doble de la frecuencia fundamental de la onda de densidad de flujo. La aportación de esta componente de doble frecuencia solo es significativa en máquinas de media y gran potencia, para máquinas pequeñas no es considerada en la aportación de ruido [66].

En las expresiones anteriormente desarrolladas, que hacen referencia a los armónicos de las fuerzas radiales, aparecen dos términos con el parámetro del par de polos p ($2vp$ y $2\mu p$), siendo el aporte de estos al ruido muy escaso debido al elevado orden de los armónicos y en consecuencia a las frecuencias de la fuente del ruido. Sin embargo existe un tercer término que genera un par de ondas de fuerza en función del número de pares de polos y la frecuencia, aportando en mayor grado a la componente magnética del ruido de la máquina, estas vienen dadas por las ec. (43) y (44).

$$r = (v \pm \mu)p \quad (43)$$

$$f_r = (f_v \pm f_\mu) \quad (44)$$

En consecuencia, se hace ver fácilmente la influencia del número de pares de polos en la componente magnética del ruido. Considerando que para la mayoría de las máquinas asíncronas los órdenes que provocan mayor vibración y en consecuencia más ruido, son los más bajos ($r=0, 1, 2, 3$ y 4) luego aumentando el número de pares de polos se podría aumentar el orden de las vibraciones reduciendo el ruido. Hay que tener también en cuenta la fuerte dependencia que existe con los armónicos espaciales en el entrehierro, debidos al estator y al rotor, siendo necesario un estudio más detallado de cada máquina y de cada señal de alimentación utilizada.

Si la señal de alimentación es aportada por un inversor de potencia no se modifica el número de polos, pero se incrementa la probabilidad de resonancias entre frecuencias de la señal de alimentación y la frecuencia natural de la propia máquina. Este aumento de probabilidad es debido a la redistribución de los armónicos temporales y al desplazamiento sufrido en el espectro de alimentación de la máquina.

3.3.4 Aplicación a la máquina de estudio

La máquina utilizada en los ensayos de este trabajo es un motor Dahlander con cuatro configuraciones de polos, 2, 4, 6 y 12 polos. La

modificación del número de polos en un motor Dahlander se realiza mediante las conexiones exteriores de los devanados, por lo que físicamente la máquina no sufre modificaciones siendo las características del núcleo magnético iguales para las distintas configuraciones de polos.

A continuación se detalla un análisis de las características de la máquina para poder identificar los parámetros ligados a cada configuración del número de polos y su repercusión en el ruido emitido. Primero se realizara un análisis de la componente aerodinámica, frecuencias que intervienen en función del número de polos seleccionados en la máquina seguidamente de los análisis de un análisis de las frecuencias de los armónicos espaciales y el orden de vibración que origine un aumento del ruido electromagnético. La componente de origen mecánico se considera despreciable en esta máquina frente a las otras componentes.

3.3.4.1 *Frecuencias del ruido aerodinámico en función del número de polos de la máquina*

La máquina dispone de un ventilador de 12 álabes solidario al eje de la máquina. Los ensayos se han realizado con la máquina funcionando en vacío por lo que el deslizamiento es prácticamente cero y la velocidad del rotor y el ventilador prácticamente la de sincronismo.

La frecuencia de la señal de alimentación es de 50 Hz para todas las técnicas PWM utilizada en los ensayos y por consiguiente la velocidad del rotor en función de la configuración del número de pares de polos [24], se puede ver en la Tabla 4.

Tabla 4 Frecuencias teóricas de la componente aerodinámica debida al ventilador.

Nº de polos	Velocidad aprox. del eje (rps)	Frecuencia aproximada (Hz)
2	50	600
4	25	300
6	16,66	200
12	8,33	100

Estas frecuencias no representan la totalidad del ruido aerodinámico, solamente aportarían al efecto sirena debido al paso de los álabes cerca de otros elemento del motor. A esta componente habría que sumar el efecto del ruido causado por el paso del flujo de aire a través del motor, que cubre un espectro medio-bajo de frecuencias en función de la velocidad de la máquina y por consiguiente por el número de polos, el número de álabes del ventilador o salientes de las barras del rotor, etc.

3.3.4.2 Frecuencias del ruido electromagnético y órdenes de vibración en función del número de polos

Armónicos de estator

El factor de distribución de una máquina trifásica se puede ver en la Tabla 1 en función del número de ranuras por polo y fase. Este factor de distribución hace referencia al nivel de atenuación para cada uno de los primeros 51 armónicos.

En la máquina utilizada en los ensayos, el valor del número de polos puede ser 2, 4, 6 y 12, el número de ranuras es $s_1 = 36$ y el número de ranuras por polo y fase q_1 es para cada caso según la ec. (45).

$$q_1 = \frac{s_1}{2p \cdot m_1} \quad (45)$$

Sustituyendo en la ecuación $s_1 = 36$, $p = 2, 4, 6$ y 12 , y por último el número de fases $m_1 = 3$, obtendremos unos valores de $q_1 = 6, 3, 2$ y 1 .

- Para $q_1 = 1$, siendo la configuración de doce polos, todos los armónicos son de ranura y cualquiera puede generar un ruido elevado de componente magnética.
- Para $q_1 = 2$, configurado el motor a seis polos, los armónicos espaciales con mayor probabilidad de originar ruido considerable de origen magnético son 11, 13, 23, 25, 35, 37, 47 y 49. También los armónicos 9, 15, 21, 27, 33, 39, 45 y 51 pero con menor nivel de ruido.
- Para $q_1 = 3$, funcionando el motor con dos polos los armónicos de ranura que pudieran originar ruido con mayor intensidad serían los 17, 19, 35 y 37. Con menor intensidad los armónicos 3, 15, 21, 33, 39 y 51.
- Para $q_1 = 6$, con 2 polos los armónicos que pudieran provocar ruido con mayor nivel serían el 35 y 37. Con menor intensidad el 3, 33 y 39.

Producto de los armónicos de estator de igual número v

Las fuerzas magnéticas radiales originadas por los armónicos del estator de igual número v , la frecuencia más baja de estos armónicos era el doble de la frecuencia fundamental $f_r = 2f$ y con un orden de $r = 2p$. Luego para la configuración de dos polos $r = 2$, para cuatro polos $r = 4$ y la fuerza magnética para un motor de 4 polos es de $1/16$ de la existente en un motor de 2 polos, por lo que esta componente magnética será significativa en el caso de motores con dos polos. Si el motor tiene una configuración de más de dos polos el orden de vibración aumenta y la deflexión disminuye con la cuarta potencia de este quedando muy atenuada esta componente.

Armónicos de rotor

Los valores de los armónicos de ranura de rotor pueden verse en la Tabla 5.

A mayor número de polos el orden del primer armónico significativo se reduce, a mayor número de polos el ruido electromagnético aportado por el rotor aumenta, ya que a menor frecuencia hay más posibilidades de que coincida con armónicos procedentes de la señal de alimentación.

Para una máquina de dos polos el primer armónico de ranura es el 29 y después el 31, los siguientes a éstos son el 59 y el 61, siendo ordenes muy alejados del fundamental. Si la máquina tiene cuatro polos los armónicos de ranura son el 14, 16, 29, 31, 59 y 61. Para seis polos 9, 11, 19, 21, 29, 31, 39, 41, 49, 59 y 61. Por último para doce polos 4, 6, 9, 11, 14, 16, 19, 21, 24, 26, 29, 31, 34, 36, 39, 41, 44, 46, 49 y 51.

Producto de armónicos de rotor de igual orden μ

Las frecuencias de las fuerzas radiales vienen dadas por:

$$f_r = 2f \left[1 \pm k \frac{s_2}{p} (1 - s) \right] \quad (46)$$

Y su orden de vibración por:

$$r = 2\mu p = 2(ks_2 \pm p) \quad (47)$$

Siendo el valor de μ :

$$\mu = k \frac{s_2}{p} \pm 1 \quad (48)$$

En la siguiente tabla se muestra las frecuencias y los órdenes de vibración resultantes del motor utilizado en los ensayos para esta componente.

Tabla 5 Frecuencias y órdenes de vibración por armónicos de rotor en función de $2p$.

π	κ	0		-1		1		-2		2		-3		3	
1	f_r	100		-2900		3100		-5900		6100		-8900		9100	
	ρ	2	-2	-58	-62	62	62	-118	-122	122	118	-178	-182	182	178
2	f_r	100		-1400		1600		-2900		3100		-4400		4600	
	ρ	4	-4	-56	-64	64	56	-116	-124	124	116	-176	-184	184	176
3	f_r	100		-900		1100		-1900		2100		-2900		3100	
	ρ	6	-6	-54	-66	66	54	-114	-126	126	114	-174	-186	186	174
6	f_r	100		-400		600		-900		1100		-1400		1600	
	ρ	12	-12	-48	-72	72	48	-108	-132	132	108	-168	-192	192	168

Se aprecia en la Tabla 5 que los órdenes de vibración para valores de k mayores a cero son muy elevados y no son considerados en el aporte al ruido total del motor. Quedan resaltados aquellos valores con interés en el cómputo total del ruido.

3.3.4.3 Interacción de armónicos de estator y rotor

Los órdenes de vibración aumentan con el número de polos reduciendo el nivel de ruido de la máquina en caso de interacción con los armónicos temporales de la señal de alimentación, entonces el número de frecuencias con estos ordenes se ve incrementado y el que el orden de vibración sea bajo no resta posibilidad de un ruido significativo si hay coincidencia con algunas frecuencias de la señal de alimentación y aún más coincidiendo con alguna frecuencia de resonancia de la máquina [48].

4 ANÁLISIS PSICOACÚSTICO EN EL ESTUDIO DEL RUIDO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS

Resumen

Este trabajo presenta el resultado del estudio de la calidad acústica del ruido emitido por un motor de inducción trifásico, alimentado mediante varias técnicas de modulación PWM, como complemento al clásico estudio del ruido emitido por máquinas eléctricas rotativas, basado en niveles de emisión acústica.

Para ello se han utilizado los parámetros psicoacústicos Specific and Total Loudness, así como el Total Roughness aplicados al ruido emitido por un motor tipo Dahlander de 4 velocidades, identificando la contribución a la calidad acústica de las distintas configuraciones del número de polos, así como diferentes valores de los parámetros de control de cada una de las técnicas estudiadas.

Las técnicas de modulación empleadas han sido analizadas en investigaciones previas, en las que se han determinado su contribución a los niveles de ruido emitido por una máquina de características similares a la aquí empleada, y se ha mostrado que el ruido emitido y la calidad de sonido no coinciden para una combinación de parámetros dada. Además, la elección de la mejor estrategia de modulación cambia en función de los objetivos deseados, si es lograr una menor distorsión armónica (HIPWM-FMTC), un menor calentamiento de la electrónica de potencia asociada (SLPWM) o un nivel de emisión acústica inferior (HIPWM-FMTC2). Por último, el presente estudio trata de complementar y en su caso corroborar los resultados obtenidos hasta

ahora, así como aportar un nuevo enfoque de análisis que sirva de base a futuras investigaciones en otros tipos y regímenes de funcionamiento, así como en otros tipos de máquinas eléctricas rotativas.

4.1 Introducción

De las tres componentes de ruido existentes en el normal funcionamiento de los motores eléctricos, las más relevantes son la aerodinámica y la electromagnética, siendo ésta última la más destacable a bajas velocidades de operación. En cambio, cuando la velocidad de la máquina es elevada, es la componente aerodinámica la que gana protagonismo.

Muchas de las técnicas de control sobre máquinas eléctricas están basadas en lo que se conoce como modulación de ancho de pulso o técnicas PWM. Este tipo de técnicas actúan sobre la señal que alimenta a cada tipo de máquina, en pos de diferentes resultados, como por ejemplo: mejora del rendimiento, mayor control, menor consumo o mejora de la calidad de la propia señal de alimentación. Algunas de estas técnicas han sido desarrolladas recientemente con el objetivo de reducir el nivel de ruido acústico [6, 9, 31, 57, 60, 75-77]. Por otro lado, ciertos parámetros constructivos de las máquinas como el número de polos también condicionan el nivel de ruido generado por éstas [15, 35, 50, 87, 94]. Estos lo hacen; no sólo en términos de velocidad, pero la distribución de los devanados en las ranuras, la distorsión en las formas de onda de las corrientes, las fluctuaciones de la permeabilidad en el entrehierro, la excentricidad del rotor y el desequilibrio entre fases da lugar a deformaciones mecánicas, vibraciones y ruido acústico electromagnético [27]. En este sentido, los resultados obtenidos en estas investigaciones deben ser aplicados con las mismas condiciones a motores similares, aunque el ruido acústico podría cambiar en función de la potencia del mismo y de la carga conectada a su eje. También hay factores que determinan la selección de una técnica de modulación y los valores de sus parámetros de control como la distribución de los

armónicos de campo magnético en el entrehierro de la máquina [11, 14, 34, 43, 51, 63].

Comúnmente, el estudio del comportamiento acústico de los motores eléctricos se centra en la determinación de los niveles de ruido, bien en términos globales, o bien en un conjunto de bandas de frecuencias dentro del rango audible. De esta forma se entiende que las máquinas eléctricas, o mejor dicho, determinados modos de funcionamiento que generan mayores niveles de ruido son “peores” que otros con un nivel de emisión acústica menor. Tradicionalmente se ha empleado el nivel de presión sonora A-weighting decibels (dBA) para establecer este tipo de comparaciones. Sin embargo, hoy día ha surgido un concepto más desarrollado de acústica, basado en la percepción sonora, simulando el funcionamiento del oído humano para no sólo minimizar el sonido emitido sino para, fundamentalmente, mejorarlo. Se basa en la percepción del ruido por el oído humano, este concepto recibe el nombre de psicoacústica y se emplea en multitud de procesos, desde electrodomésticos hasta en vehículos, para mejorar la calidad del sonido emitido [10, 15, 72]. La comparación se hace mediante un jurado de pruebas donde intervienen personas para evaluar el sonido emitido, aunque actualmente se han desarrollado métricas de calidad del sonido basadas en parámetros y percepción del sonido conocidas como Loudness, Roughness, Sharpness, etc [21].

Existen numerosos estudios centrados de forma exclusiva en el nivel de ruido que generan determinadas máquinas eléctricas cuando son alimentadas con diferentes técnicas de modulación [50, 77, 92, 98]. Sin embargo, no se conocen hasta el momento investigaciones basadas en criterios diferentes al mayor o menor nivel de emisión sonora de estas máquinas, como son los relacionados con la calidad acústica del sonido emitido.

En el presente trabajo se presenta una metodología de estudio, cuyo objetivo es determinar la mejor combinación de las variables de control de la señal de alimentación de la máquina, que se traduzcan en una emisión acústica óptima, no sólo en términos de nivel de ruido, sino

sobre todo en términos de calidad acústica. En la Figura 5 se muestra una visión general de los principales elementos y parámetros estudiados en este trabajo.

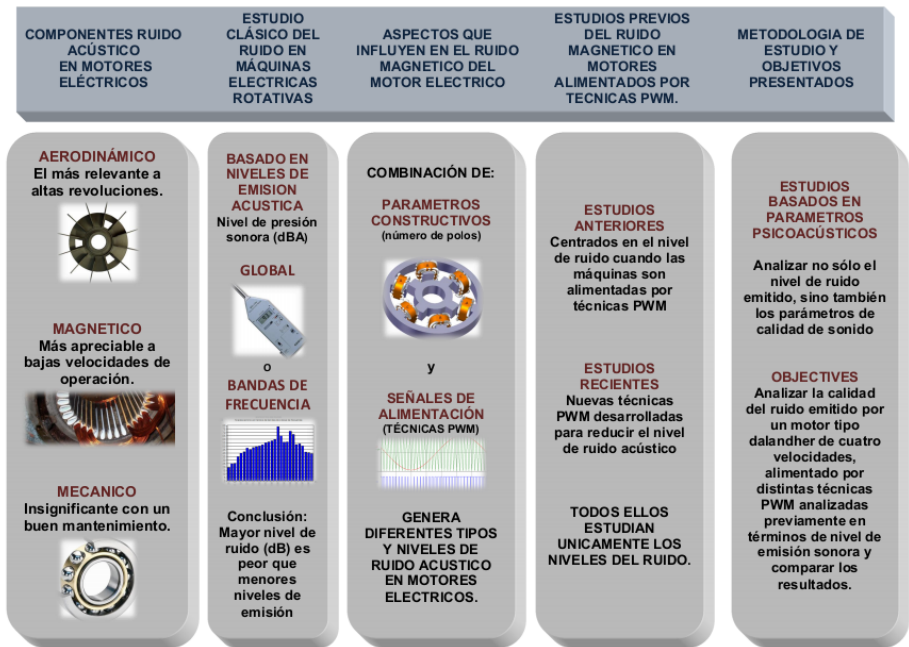


Figura 5 Visión general de los principales elementos y parámetros.

4.2 Materiales y métodos

4.2.1 Parámetros de calidad acústica

Se habla de parámetros de calidad sonora, como aquellos cuyos valores reflejan lo agradable o desagradable que puede llegar a ser un determinado sonido y cuyo estudio constituye lo que se conoce como “psicoacústica”.

Se han desarrollado métodos que permiten evaluar algunas propiedades de un sonido mediante descriptores como el “Loudness”, “Roughness”, “Sharpness” o el “Fluctuation Strength”, entre otros. Tan

sólo la obtención del Loudness está estandarizada [37]. En cuanto a la caracterización de la calidad del sonido no hay unas métricas definidas para cada sonido[69].

Por ejemplo, en el caso de un motor de combustión interna algunos autores emplean solo el loudness [71], mientras que otros utilizan además el roughness y el Sharpness [18, 70]. En el caso de máquinas eléctricas no hay estudios previos sobre calidad del sonido por lo que se empleará para su caracterización el loudness y adicionalmente, en casos críticos, el roughness para observar si hay diferencia apreciable entre los sonidos emitidos. Se definen brevemente a continuación los parámetros utilizados en el presente trabajo.

4.2.1.1 **Loudness**

El parámetro Loudness es una medida subjetiva de la intensidad con la que un sonido es percibido por el oído humano. Esta métrica determina cómo es de fuerte un sonido en relación con otro. Su unidad es el “Sonio”.

Para representar la sonoridad respecto a la frecuencia, existe el Specific Loudness. El rango frecuencial, a diferencia de un espectro habitual que puede dividirse en octavas o tercios de octava, se fracciona en las bandas críticas de las siguientes 24 frecuencias, cada una de estas bandas se denomina “Bark”. Por lo tanto, a mayor nivel de este parámetro en cada una de estas bandas (Barks) se entiende que la sensación es de mayor sonoridad y en el caso de tratarse de un ruido, como es el caso de un motor, será tanto más molesto. Por tanto, las muestras y ensayos practicados en este trabajo serán tomados en consideración como de peor calidad, en términos de percepción sonora o de calidad acústica, aquellas combinaciones de parámetros que conduzcan a un mayor valor del Specific Loudness para cada Bark analizado.

4.2.1.2 *Roughness*

El Roughness es un parámetro que cuantifica el grado de molestia provocado a causa de modulaciones rápidas. Su unidad es el “Asper”. Un Asper se define como la rugosidad producida por un tono de 1000 Hz a 60dB, modulado a 70 Hz con un índice de modulación del 100%. El valor máximo de Roughness para cualquier sonido se logra modulándolo a 70Hz [16].

Al igual que en el caso del Loudness, el parámetro Roughness suele representarse en función de las bandas críticas (Barks).

4.2.2 Material utilizado

4.2.2.1 *Motor*

Con el fin de evaluar la dependencia y relación entre la velocidad y el ruido acústico, se ha optado por utilizar un motor de inducción trifásico tipo Dahlander, lo cual permite el estudio de una misma máquina funcionando a diferentes velocidades sin modificar parámetros constructivos y por tanto, eliminar las posibles influencias que estos tienen en la generación de ruido acústico, como son el número de ranuras tanto del estator como del rotor o el grosor del núcleo magnético [11]. Por lo tanto, los resultados obtenidos pueden aplicarse a otras máquinas eléctricas con los mismos parámetros constructivos y condiciones de funcionamiento, pero con distintos números de polos [27]. Las características nominales del motor son 380 V, 1,38 A, 0,35 kW, $\cos\phi = 0,8$ y 50 Hz, capaz de funcionar a 2, 4, 6 y 12 polos. El número de ranuras del estator es $s_1 = 36$ y el número de barras del rotor es $s_2 = 30$, con un devanado de estator de simple capa.

Análisis psicoacústico en el estudio del ruido de máquinas eléctricas rotativas.

4.2.2.2 ***Cámara semianecoica***

Para evitar interferencias en las medidas, el ambiente de ensayo se reduce a una cámara semianecoica, de acuerdo con el protocolo de ensayos normalizado para máquinas eléctricas [47], lo que garantiza un valor fidedigno de los valores acústicos obtenidos. La habitación cumple con la norma ISO 1680 (Código de ensayo para la medición del ruido aéreo emitido por máquinas eléctricas rotativas) y la ISO 3745 (clasificación de cámaras semianecoica) dentro de los rangos de frecuencia de 100 Hz a 10 kHz. El set-up estará ubicado dentro de la cámara, donde el ruido de fondo está por debajo de los 35 dB(A) [49].

4.2.2.3 ***Equipo de medida del sonido***

Los componentes del equipo de medida acústico son:

Analizador multicanal SINUS SOUNDBOOK integrado en un PC Panasonic CF-18 TOUGHBOOK (Figura 6). Consiste en un equipo de medida y análisis acústicos de hasta 8 canales de medición de alta resolución de 20 bits. Sus especificaciones técnicas se pueden ver en la Tabla 6



Figura 6 Equipo de medida SINUS SOUNDBOOK

Tabla 6 Especificaciones del analizador multicanal SINUS SOUNDBOOK.

Canales de entrada	1-2/4-8
Resolución	24 bits
Ancho de banda tiempo real	DC...40 kHz @ 8 canales (80 kHz opcional)
Rango dinámico	120 dB
Ruido aleatorio	<1 μ V(A), <2 μ V(Z) @ 0.1 Hz ...40 kHz
Frecuencia de muestreo	51.2 kHz / 102 kHz (204.8 kHz opcional)
Decimación	Hasta 200 Hz frecuencia de muestreo.
Filtro Anti-alias	Si
Max. Voltaje de entrada	\pm 10 V pico

Software SAMURAI Versión 1.7.14 © 2005 SINUS Messtechnik GmbH (Figura 7), utilizado en equipos SINUS SOUNDBOOK y analizadores HARMONIE.

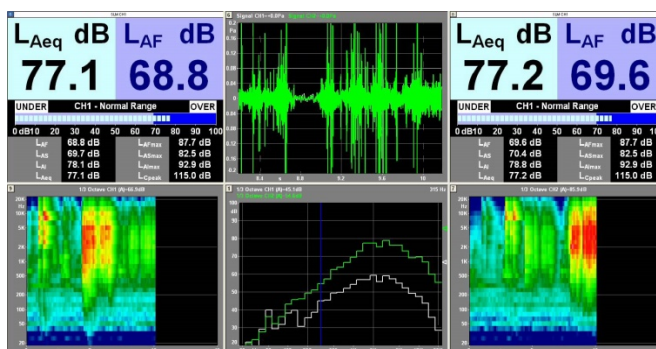


Figura 7 Software SAMURAI

Set de micrófonos pre-amplificados modelo G.R.A.S. 46AE de la marca Sound & Vibration A/S. Éste set está compuesto por el micrófono modelo G.R.A.S. 40AE y el pre-amplificador G.R.A.S. 26CA (Figura 8). Pueden verse sus características en la Tabla 7.

Análisis psicoacústico en el estudio del ruido de máquinas eléctricas rotativas.



Figura 8 Set G.R.A.S. 46AE (40AE+26CA)

Tabla 7 Especificaciones técnicas del set GRAS 46AE

Frequency range (± 1 dB)	Hz	5 to 10 k
Frequency range (± 2 dB)	Hz	3.15 to 20 k
Dynamic range lower limit with G.R.A.S. preamplifier	dB(A)	17
Dynamic range upper limit with G.R.A.S. CCP preamplifier	dB	138
Set sensitivity @ 250 Hz (± 2 dB)	mV/Pa	50
Set sensitivity @ 250 Hz (± 2 dB)	dB re 1V/Pa	-26
Output impedance	Ω	< 50
Output Voltage Swing, min. @ 24-28 V CCP voltage supply	Vp	8
Power supply min. to max.	mA	2 to 20
DC bias voltage, typ.	V	12
Microphone venting		Rear
IEC 61094-4 Compliance		WS2P
Temperature range, operation	$^{\circ}\text{C}$	-30 to 70
Temperature range, storage	$^{\circ}\text{C}$	-40 to 85
Temperature coefficient @250 Hz	dB/ $^{\circ}\text{C}$ / dB/ $^{\circ}\text{F}$	-0.01 / -0.006
Static pressure coefficient @250 Hz	dB/kPa	-0.007
Humidity range non condensing	% RH	0 to 95
Humidity coefficient @250 Hz	dB/% RH	-0.001
Influence of axial vibration @1 m/s ²	dB re 20 μPa	66

Calibrador acústico modelo 4231 del fabricante Brüel & Kjaer (Figura 9). La frecuencia de calibración es de 1000 Hz y una presión sonora de 94 ± 0.2 dB, también dispone de una segunda señal de calibración a la misma frecuencia pero con una presión sonora de 120 ± 0.2 dB



Figura 9 Calibrador acústico Brüel & Kjaer modelo 4231

4.2.2.4 Inversor de potencia

El inversor está compuesto por un rectificador trifásico no controlado que proporciona, junto con un filtro, una fuente de tensión cuasi ideal (VSI) desde la que se alimentan 3 ramas con 2 interruptores cada una de ellas formados por transistores bipolares de puerta aislada (IGBTs), en cuyo punto medio se encuentran las tomas de las fases que alimentan el motor. El modelo concreto utilizado es un Skiip 132 GDL120-412 CTV de la marca Semikron®, de 20 kHz de frecuencia máxima de conmutación.

4.2.2.5 Analizador de redes

El analizador de redes empleado para la monitorización de la señal eléctrica aplicada al motor fue el Power Visa de la firma Dranetz®. Se trata de un analizador trifásico de 4 entradas para tensiones de 1-600 V

Análisis psicoacústico en el estudio del ruido de máquinas eléctricas rotativas.

rms AC/DC y para las entradas de corriente el rango es de 0.1-3000 A rms AC/DC, ambas con capacidad de registro de 256 muestras por ciclo.

El espectro armónico de las señales analizadas tanto en intensidad, como en tensión y potencia, cubre hasta 63 armónicos.

4.2.2.6 *Equipo de control*

Para generar las señales de control se usó el software Simulink de Matlab R2008a de MathWorks Inc. (USA), el cual corre sobre un ordenador tipo PC de la serie Pentium IV de Intel®, en el que a su vez se encontraba instalada una tarjeta tipo DSP, para comunicarse con el inversor a través de un interfaz de desacoplo de las señales de control de las de potencia. Esta tarjeta es la DS1102 de dSPACE® a 60 MHz. Las señales digitales de salida de dicha tarjeta se filtraron y aislaron de la etapa de potencia a través de un interfaz, compuesto por unos opto acopladores de alta velocidad, así como de amplificadores operacionales que permiten trasladar los niveles lógicos al inversor lo más fielmente posible a las señales originales. Configuraciones similares han sido utilizadas para la monitorización remota de los parámetros eléctricos utilizando un PC [17].

4.2.3 Técnica de PWM empleadas

Los estudios realizados hasta el momento, sólo se centran en el nivel de ruido emitido, bien global o bien por frecuencias de interés. En esta investigación se amplía dicho estudio, utilizando criterios de calidad acústica. A continuación, se describen brevemente las técnicas analizadas y su influencia en la emisión de ruido acústico, especialmente el ruido electromagnético.

Todas las técnicas utilizan el mismo orden de modulación o el número de impulsos por ciclo de la señal de control (M). Por lo tanto, es posible evitar resonancias de frecuencia máquina y armónicos MMF con alto factor de devanado. Los valores de M deben cumplir una serie de requisitos[58]:

- El valor de M debe de ser un valor entero para la continuidad de fase entre las señales moduladoras y portadoras.
- Es preferible que el valor de M sea múltiplo de tres, de esta forma se eliminan armónicos en la tensión de salida del inversor.
- El valor de M debe de ser impar con el fin de garantizar que los armónicos impares son eliminados. También se recomienda que el valor de M sea de al menos 10, con el fin de que se genere la señal de alimentación con la precisión suficiente.
- Todo lo anterior nos lleva a elegir un valor del índice de modulación igual a $M = 15$, ya que es el primer valor que cumple con los requisitos anteriores.

4.2.3.1 *Técnica HIPWM-FMTC*

La técnica HIPWM-FMTC (Harmonics Injection Pulse Width Modulation with Frequency Modulated and Triangular Carrier) trata de obtener una señal PWM de bajo contenido en armónicos, reduciendo la tasa de distorsión de la señal de salida del inversor y mejorando, por tanto, la calidad de la señal que alimentará a la máquina.

Por otra parte, las máquinas de inducción son diseñadas para emitir un bajo nivel acústico cuando son alimentadas por señales de alimentación senoidales [9]. Dado que con esta técnica se consigue una baja distorsión armónica (THD) y, por tanto, un alto término fundamental similar a la de una señal senoidal, por lo tanto, se espera que el ruido electromagnético generado por la máquina de inducción sea también bajo [74]. Todas las condiciones para los valores de M , mencionados

anteriormente, se aplican en esta técnica. Para un determinado valor de M , la frecuencia de la señal portadora será mayor cuando coincida en el tiempo con la máxima pendiente de la señal moduladora y viceversa. De este modo, para un mismo valor de M , durante la pendiente de la moduladora, se generaran mayor número de pulsos. La velocidad de cambio de la frecuencia de la señal portadora depende del parámetro K_c y del valor de M como puede verse en la ec. (49):

$$M = \frac{2f_c - k}{2} \quad (49)$$

Donde M es el número de pulsos por periodo, f_c es la frecuencia central de la señal portadora y k es un número real positivo. Las dos únicas condiciones son que deben de ser números reales positivos y que el valor de f_c debe de estar en el intervalo de valores de M y $2M$ [74].

La técnica consiste en utilizar una modulación PWM con una señal moduladora sinusoidal de frecuencia $f_m = 50$ Hz, con una sobre modulación del término fundamental del 15%, un 27% del tercer armónico en fase y un 2.9% del armónico noveno en contrafase [60]. La la señal moduladora quedaría según la ec. (50).

$$y = 1,15 \sin(\omega_m t) + 0,27 \sin(3\omega_m t) - 0,029 \sin(9\omega_m t) \quad (50)$$

La señal moduladora resultante es una onda senoidal con las crestas aplanadas que reduce la sobremodulación, mejora la amplitud de la fundamental y reduce la distorsión. También aumentan las pendientes de la moduladora en los pasos por cero de la señal influyendo en la frecuencia de la señal portadora.

La señal portadora consiste en una onda triangular de frecuencia instantánea variable, esta será proporcional a la pendiente de la señal moduladora al cuadrado y sincronizada a la frecuencia de la señal moduladora de 50 Hz. La ec. (51) que genera dicha señal portadora se muestra a continuación:

$$f_p = f_c - k_f [\sin^2(\omega_m t)] \quad (51)$$

Siendo f_c la frecuencia central desde donde f_p toma sus valores máximo y mínimo, siendo esta el valor de frecuencia instantáneo de la señal portadora, k_f es un parámetro que modifica el incremento de cambio entre los valores mínimo y máximo de f_p . La elección del seno al cuadrado se basa en la premisa de que la señal portadora ha de tener su máxima frecuencia en los intervalos de mayor pendiente de la señal moduladora siendo los intervalos con mayor variación de información, por lo que es conveniente disminuir el tiempo de muestreo. En las zonas de la moduladora donde la pendiente es menor se reduce el número de muestras.

En la Figura 10 se muestra un periodo de la señales moduladora y portadora mencionadas junto con la señal de salida del inversor, que será la señal de alimentación para el motor.

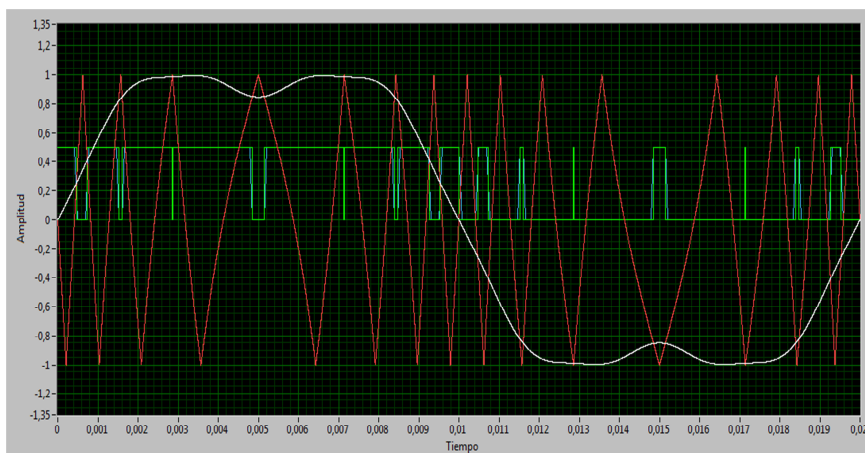


Figura 10 Representación de la señal de alimentación, señal moduladora y portadora de la estrategia HIPWM-FMTC con $M=15$

El orden de modulación M relaciona la frecuencia de la señal portadora y moduladora viene dado por la ec. (52).

$$M = f_p / f_m \quad (52)$$

El orden de modulación indica el número de periodos que transcurren durante un periodo de la señal moduladora y hay que tener en cuenta las siguientes consideraciones:

- Si M es un valor entero la señal moduladora y portadora siempre estarán en fase.
- Si M es impar y múltiplo de tres se consigue una señal de alimentación más próxima a una señal senoidal, además por ser impar los armónicos pares quedan eliminados.
- Cuanto menor sea M menor será el número de conmutaciones, por consiguiente menor el número de pulsos, lo que originará un mayor número de armónicos en la señal de salida.

Debido a que la frecuencia de la señal portadora es variable el valor instantáneo de M también es variable, por lo que nos referimos al valor de M como a un valor medio, que para el caso de $\bar{M}=15$ varía entre $M=5$ cuando la moduladora tiene menor pendiente en $t=5$ ms y $t=15$ ms, y un máximo de $M=25$ cuando la pendiente es máxima en la moduladora en $t=10$ ms y $t=20$ ms. El valor medio de M depende de la frecuencia central f_c y de la constante de modulación k_f de la señal portadora, y está determinado su valor por la siguiente ec. [59, 61] :

$$\bar{M} = \frac{2 \cdot \dot{f}_c - \dot{k}_f}{2} \quad (53)$$

Los valores de f_c y k_f deben de ser mayores de cero y además $f_c \geq k_f$.

En la Figura 11 se muestra el espectro eléctrico a la salida del inversor modulado por la técnica HIPWM-FMTC para distintos valores de f_c y $M=15$. Se aprecia que los armónicos se desplazan hacia las bandas laterales inferiores y superiores al incrementar f_c , de esta forma se evita inyectar armónicos de menor frecuencia con alta probabilidad de generar ruido.

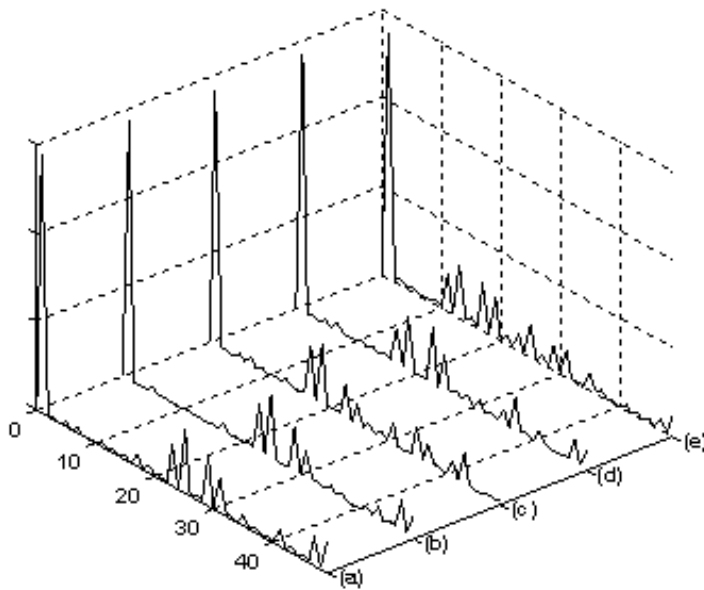


Figura 11 espectros eléctrico de la estrategia HIPWM-FMTC para valores a) $f_c=28$, $k_f=26$; b) $f_c=27$, $k_f=24$; c) $f_c=22$, $k_f=14$; d) $f_c=20$, $k_f=10$; e) $f_c=15$, $k_f=0$.

En esta técnica tenemos una amplitud del primer término armónico elevada con respecto al resto de armónicos, lo que redunda en una buena calidad de la onda. Estos dos hechos hacen que el calentamiento del motor sea menor y la calidad de la señal de alimentación a la salida del inversor es mayor.

En contraposición, su principal inconveniente es que el desplazamiento de las bandas de f_{sw} está limitado por el intervalo de M a $2M$. Por ejemplo para $M=15$ los armónicos de la primera banda lateral estarán por debajo de la frecuencia $30f$ repitiéndose en $2f_{sw}$ y $3f_{sw}$.

Algunos ejemplos de esta técnica se muestran en la Figura 12 (a y b) para un valor de $M = 15$.

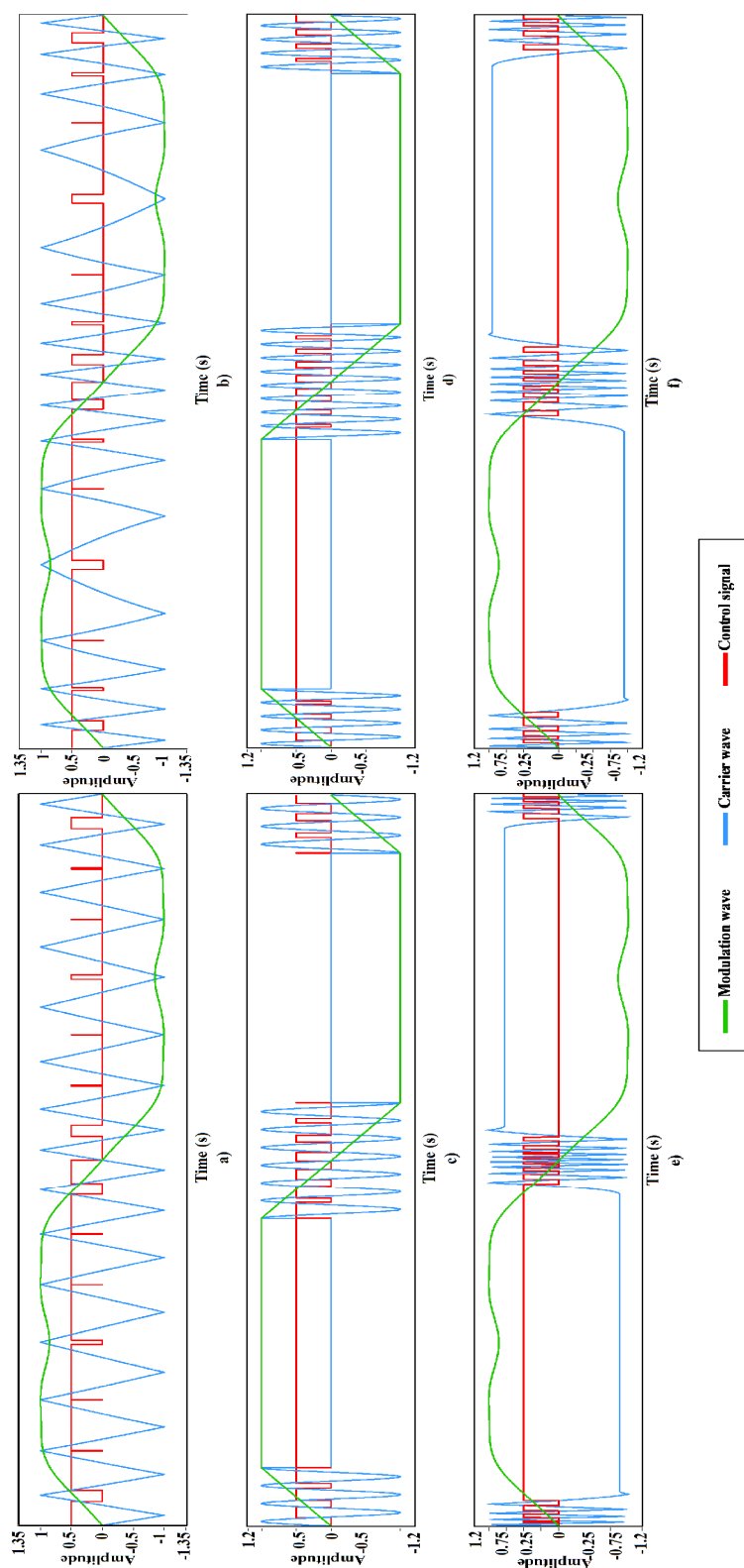


Figura 12 Ejemplos de patrones PWM para $M = 15$: (a) HIPWM-FMTC con $f_c=18$, (b) HIPWM-FMTC con $f_c=18$, (c) SLPWM con $k=4.24$, (d) SLPWM con $k=3.24$, (e) HIPWM-FMTC2 con $\alpha=$, (f) HIPWM-FMTC2 con $\alpha=30^\circ$.

4.2.3.2 Técnica SLPWM

Esta técnica de modulación genera tensiones de alimentación de alta calidad con muy pocas conmutaciones por ciclo, por lo que es particularmente apropiada para reducir las pérdidas por conmutación [72] y para reducir el ruido acústico y el THD [16].

Aunque presenta algunos subarmónicos característicos en las frecuencias $5f$ y $7f$, la técnica SLPWM consigue un desplazamiento en su espectro armónico para los términos más significativos en un margen mayor en comparación con la técnica HIPWM-FMTC cuyo límite lo impone la máxima velocidad de conmutación de los IGBTs [91].

Como señal moduladora se utiliza una onda trapezoidal $f(t)$ con una pendiente variable y una portadora senoidal $g(t)$ de pulsación $w(t)$ proporcional a la pendiente de la señal moduladora. Cuando la pendiente de la señal moduladora sea cero el valor de la señal portadora también será cero, esto quiere decir que la señal portadora solo estará activa cuando la derivada de la señal moduladora sea distinta de cero.

En la Figura 13 podemos observar en blanco la señal moduladora trapezoidal en color blanco con una pendiente de $\pm\mu\omega_1$, en rojo la señal portadora senoidal y el verde la señal modulada.

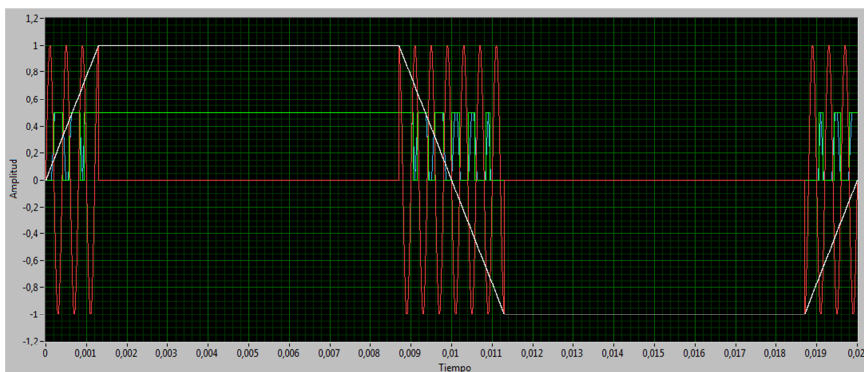


Figura 13 Señales de la técnica de modulación SLPWM.

Con el uso de la señal trapezoidal como función moduladora se obtendrán unos resultados satisfactorios para índices de modulación inferiores a uno. La frecuencia instantánea de la señal portadora es proporcional a la derivada de la señal moduladora como se aprecia en la ec. (54).

$$\omega(t) = 2\pi k \frac{df(t)}{dt} \quad (54)$$

La constante k es una constante de proporcionalidad, y el ángulo descrito por la señal modulada sería la integral de $\omega(t)$.

La señal portadora $g(t)$, ec. (55), sería el seno de la integral de la pulsación $\omega(t)$:

$$\begin{aligned} g(t) &= \sin \left[\int \omega(t) dt \right] = \\ &= \sin \left[2\pi k \int \frac{df(t)}{dt} dt \right] = \sin[2\pi k f(t)] \end{aligned} \quad (55)$$

Por lo que la señal portadora y moduladora están sincronizadas en el tiempo.

Los parámetros μ y k aseguran el control de la señal de salida. El valor de μ fija el ancho máximo para los pulsos de conmutación, mientras que el valor de k determina el número de pulsos durante la transición. La combinación de parámetros determina el orden de modulación y una adecuada selección de éstos consigue mejorar ciertas características acústicas del motor [77].

Las restricciones y recomendaciones en esta técnica son:

- M tomará valores impares y k será positivo para $M = 3, 7, 11, 15, \dots$ y negativo para $M = 5, 9, 13, 17, \dots$
- El rango de valores que puede tomar k se determina en función del índice de modulación M , variando entre k_{M-1} y k_M , que viene dada por la ec. (56):

$$k_M = \frac{1}{2\pi \cos(\delta_M)} \quad (56)$$

Siendo δ_M la solución de la ec. (56) con $\delta_M = \tan(\delta_M)$ dentro del intervalo definido por la ec. (57):

$$\left[\frac{(M+1)\pi}{2}, \frac{(M+2)\pi}{2} \right] \quad (57)$$

Se recomienda no utilizar valores de μ muy altos debido a que las pendientes de la señal moduladora alcanzarían valores muy altos y la señal trapezoidal se terminaría pareciendo a una señal rectangular. Mientras más pronunciada sea la pendiente más rápidamente tienen que conmutar los IGBTs del inversor y se puede dar el caso de que estos no sean lo suficientemente rápidos tal y como requieran las pendientes. Para procurar que no se de estos casos es conveniente limitar el valor de μ en función de la frecuencia de conmutación máxima del inversor que se esté empleando.

La principal ventaja de esta técnica es la posibilidad de modificar el espectro armónico de la señal de alimentación mientras que el número de pulsos por periodo se mantiene constante [78]. Luego es posible controlar los armónicos temporales con el fin de evitar algunos armónicos de sonido, reduciendo el nivel de armónicos eléctricos en la salida del inversor en comparación con otras técnicas tradicionales, proporcionando un buen término fundamental, y para un valor RMS dado conseguir una variación en el espectro eléctrico suave usando para modificar el orden de modulación M un solo parámetro, y otro parámetro para controlar el nivel de tensión de salida, evitando desajustes entre los armónicos espaciales y temporales.

En la Figura 14 se puede apreciar cómo se desplazan los armónicos hacia la derecha aumentando su orden al incrementar el valor del parámetro k y con el valor de μ constante. El rango de armónicos desplazados es de aproximadamente 10 términos.

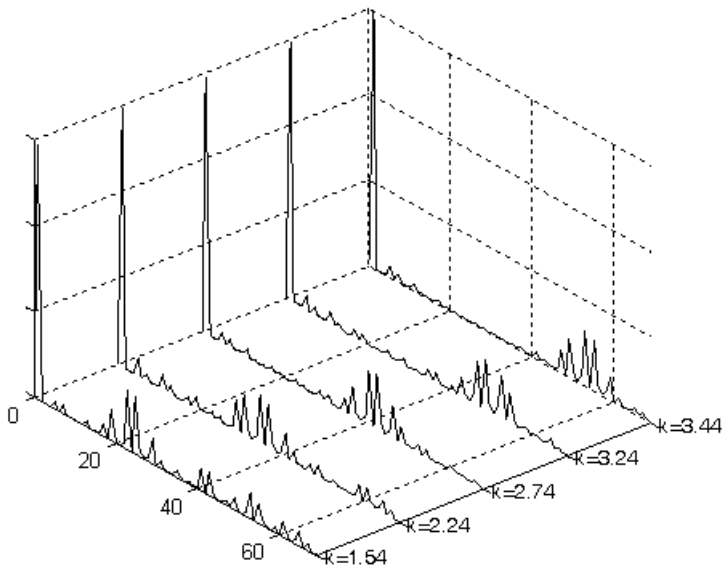


Figura 14 Armónicos eléctricos en función del parámetro k en la técnica SLPWM.

Para esta investigación, con el objetivo de comparar los resultados en las mismas condiciones de operación, para un orden de modulación $M = 15$ los valores límites de k son 3.25 y 4.25.

En la Figura 12 (c y d) puede verse la gráfica para esta técnica con $\mu = 2$ y diferentes valores de k siendo $M=15$.

4.2.3.3 Técnica HIPWM-FMTC2

La técnica HIPWM-FMTC2 (Harmonics Injection Pulse Width Modulation with Frequency Modulated and Triangular Carrier 2) tiene como principal objetivo minimizar el ruido emitido por el motor de inducción alimentado mediante el inversor. Aprovechando las ventajas de las técnicas HIPWM-FMTC y SLPWM, anteriormente descritas, pero con ciertas variaciones [75].

En esta técnica se usa una función moduladora de la señal portadora basada en la técnica SLPWM, con lo que aunque la señal obtenida se degrada en cuanto a la tasa de distorsión armónica se refiere, en cambio, se logra dispersar aún más los armónicos de las bandas laterales, mejorando algunas de las características acústicas del ruido generado por la máquina. Por lo tanto, mejora algunas de las características acústicas del ruido generado por la máquina [76].

Por otro lado, además de inyectar selectivamente los armónicos, con lo que se obtiene una menor distorsión de la tensión a la salida del inversor, los armónicos más significativos de la onda modulada se pueden desplazar a frecuencias mayores a las del límite teórico que impone la técnica HIPW-FMTC. De esta forma se puede reducir el ruido por vibración del estator y/o rotor, o evitar aquellas frecuencias que hagan entrar en resonancia el conjunto máquina-carga.

A diferencia de la técnica SLPWM, en la técnica HIPWM-FMTC2, se propone una variación lineal de la frecuencia instantánea (modulación en frecuencia) durante un tiempo ajustable. El límite práctico para esta estrategia (al igual que para la SLPWM) lo impone la máxima velocidad de conmutación que permita el inversor.

Al igual que en la técnica HIPWM-FMTC, de la que parte, la expresión que sigue la frecuencia instantánea de la portadora, que condiciona los pulsos de conmutación, viene dada por la expresión que depende de un valor máximo y de una constante de cambio de dicha frecuencia. Dicha función que determina la frecuencia instantánea f_i de la portadora está dada por la ec. (58):

$$f_i = f_c - f k_c \cdot t \quad 0 \leq t \leq T_a \quad (58)$$

La expresión depende de un valor máximo f_c y de una constante k_c que hace variar la velocidad de cambio de la frecuencia instantánea f_i . El producto $f_c \cdot T_a / 2$ define a un triángulo cuya área interior fija el orden de M . El área de dicho triángulo sobre el punto M ha de ser igual a el área del trapecioide determinado por dicho triángulo y una recta a frecuencia

constante en la ordenada M de las frecuencias. El orden de modulación M instantáneo tiene como valor medio dicho valor de M y la modulación de frecuencias senoidal presentaba un área neta nula sobre dicha ordenada para un periodo de la señal.

Los parámetros f_c y k_c determinan el valor de M al igual que en la técnica original HIPWM-FMTC. Otras variaciones no lineales de la frecuencia de la portadora han sido estudiadas [73] pero no difieren mucho de los resultados obtenidos con la variación lineal, siendo esta más fácil de implementar.

La frecuencia instantánea f_i pasa de un valor máximo inicial f_c a cero en 17° del periodo. Con $f_c = 158.82 \cdot f$ y $k_c = 158.85 \left(17 \cdot 0.005 / 90 \right)$ Hz/seg, el valor de α que es el ángulo de la pendiente efectiva es de 17° que corresponde a 0.00944 segundos. Durante este intervalo f_i pasa de un valor máximo de 158.82 veces la frecuencia de la moduladora a 0 de forma lineal. Trazando una línea horizontal por $M = f = 15$ coincidirá el área del triángulo superior con la del trapecio inferior, garantizando el valor medio de M se mantiene constante y que la función resultante sea impar. El valor máximo teórico de α en el que se anula la pulsación es 90° , pero el valor práctico limita este ángulo a 30° , ya que el intervalo de máxima pendiente es de 0° a 30° , y anular las conmutaciones entre 30° y 90° era el factor clave para la técnica SLPWM. Los valores de la distorsión armónica total son peores a partir de $\alpha = 30^\circ$. En la Figura 15 se puede observar la señal moduladora en blanco, la portadora en rojo y la señal de alimentación en verde.

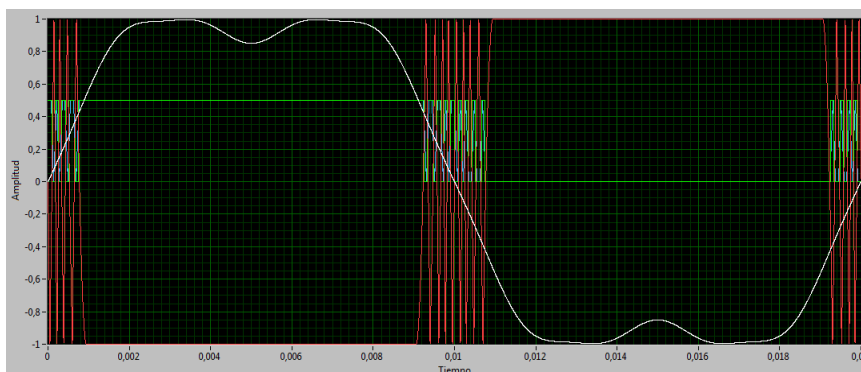


Figura 15 Señales de la técnica HIPWM-FMTC2.

La diferencia fundamental con la técnica de modulación SLPWM es que la señal moduladora es trapezoidal y la portadora mantiene la frecuencia constante, en la técnica de modulación HIPWM-FMTC2 la señal moduladora es una senoidal con inyección de armónicos tal y como vimos en la técnica moduladora HIPWM-FMTC, pero la frecuencia comienza en un valor mucho más elevado y varía hasta anularse de forma lineal. A mayor pendiente mayor será la frecuencia inicial y mayor profundidad en el orden de los armónicos de la señal modulada. Por ello el valor mínimo de α viene impuesto por la frecuencia máxima de conmutación de los IGBTs del inversor.

La solución óptima pasa por encontrar un compromiso entre el valor del ángulo α en cuanto al ruido emitido y la calidad de la señal de alimentación en cuanto a distorsión armónica que alimenta el motor, ya que hay que tener presente otros factores como los pares pulsantes o el calentamiento del motor.

Tras la realización de un barrido modificando el parámetro α , los valores de distorsión armónica confirman que los límites óptimos de α están entre 0° y 30° [73]. El espectro armónico presenta una evolución progresiva cuando el parámetro de control α varía dentro de un rango, por lo que es posible optimizar el comportamiento del inversor para conseguir reducir el THD y el ruido acústico.

En los demás aspectos está comprobado empíricamente que la aportación al ruido acústico emitido es poca, debido a la baja ganancia a bajas frecuencia de la relación fuerzas radiales/deformaciones y por ser un intervalo de frecuencias acústico de baja sensibilidad para el oído humano.

En la Figura 16 se puede apreciar que el parámetro α desplaza a los armónicos más significativos a órdenes superiores, evitando la probabilidad de coincidencia entre armónicos temporales y espaciales. Aun teniendo una amplitud significativa los armónicos, estos no

aparecen hasta el término 18 y acaban en el 35, por lo que el espectro de FMMs quedará filtrado por la inductancia de la máquina.

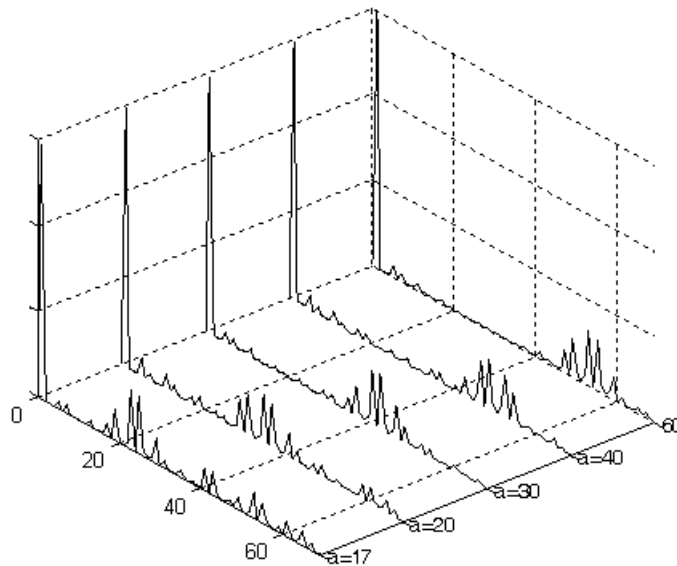


Figura 16 Armónicos eléctricos en función del parámetro k en la técnica HIPWM-FMTC2.

Con la Figura 16 queda expuesto que del comportamiento similar a las anteriores técnicas en cuanto al aspecto al desplazamiento de los armónicos dentro de un amplio rango de frecuencias, eliminando el problema que teníamos en la técnica de modulación HIPWM-FMTC de la aparición de armónicos dentro del rango de Mf a $2Mf$.

Como se mencionó anteriormente, con el fin de comparar los resultados obtenidos con las diferentes técnicas, ha sido elegido el mismo índice de modulación.

La frecuencia de la señal portadora triangular es f_r , siendo el doble de la frecuencia de alimentación f , de esta forma se mantiene bajo el THD [81]. En la Figura 12 (e y f) se muestran algunos ejemplos de la técnica HIPWM-FMTC2.

4.2.4 Metodología de ensayo

La Figura 17 recoge la integración e interconexión de los equipos y materiales empleados durante el proceso de recogida de datos. De forma resumida, la metodología para realizar las medidas consiste, para cada una de las técnicas de modulación PWM empleadas y para cada número de pares de polos de la máquina ensayada, en generar el vector de control para cada configuración de las variables mediante el software Simulink® y enviarlo posteriormente a la tarjeta DSP, que gestiona las comunicaciones con el inversor a través del interfaz apropiado. El motor, por su parte, que se encuentra en el interior de la cámara semianecoica, es alimentado desde el inversor.

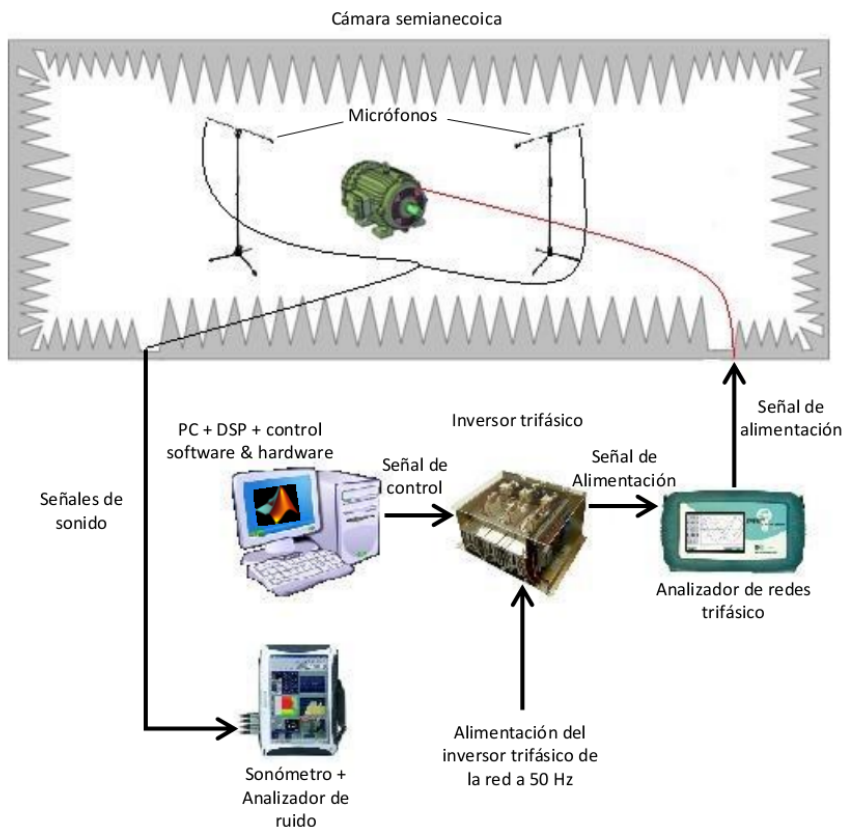


Figura 17 Setup del experimento.

Además, para cada configuración de pares de polos y para cada valor de los parámetros de control de cada una de las técnicas analizadas, se procede a realizar la correspondiente medida según el protocolo ya mencionado en el apartado 4.2.2.2, una vez llevado a cabo se procede a registrar el ruido emitido para su posterior procesamiento y análisis. Durante las mediciones se registraron simultáneamente las señales eléctricas con las que la máquina es alimentada por medio del analizador de red [47].

La frecuencia fundamental de alimentación fue de 50 Hz en todos los ensayos. Para evitar los fenómenos de la saturación magnética del motor, todas las medidas se efectuaron para valores de tensión inferiores al 80% del valor nominal de la máquina.

Se midió y registró el ruido emitido por la máquina cuando ésta se hallaba conectada a la alimentación, con cada una de las estrategias y configuraciones de número de polos elegida, durante 30 segundos.

Debido a la relación entre los parámetros constructivos de la máquina de inducción y la emisión de ruido acústico en condiciones de funcionamiento específicas, es posible afirmar que los resultados podrían aplicarse a otro tipo de motores de inducción con el mismo número de polos, ranuras, distribución de devanados en las ranuras, excentricidad del rotor, permeabilidad en el entrehierro, funcionando en las mismas condiciones y alimentándose con la misma señal del inversor. Esto también debe ser extrapolable a los resultados psicoacústicos [27].

4.3 Resultados y discusión

Con el fin de estudiar el ruido emitido por la máquina en estudio, en términos de calidad sonora, se presentan los resultados obtenidos después de aplicar al ruido grabado en cada ensayo los filtros de loudness y roughness

Dentro de los posibles márgenes de valores que los parámetros de control de las técnicas de modulación, se eligieron un número que fuera representativo con el objetivo de evaluar su rendimiento en términos generales, estos pueden verse Tabla 8 .Los valores de los parámetros elegidos, generan en su técnica 15 pulsos por ciclo.

Durante los ensayos y medidas se tomaron un elevado número de muestras, dentro de los intervalos posibles. Se ha optado por un número suficientemente representativo de estos valores, correspondientes a combinaciones que ofrecieran diferencia apreciable, pero que no dificultasen en exceso el estudio.

Tabla 8 Valores de los parámetros de control usados en cada estrategia. Todos ellos para M=15.

HIPWM-FMTC $15 \leq f_c \leq 30$	SLPWM $3.24 \leq k \leq 4.24$ $\mu = 2$	HIPWM-FMTC2 $0^\circ \leq \alpha \leq 45^\circ$
16.75	3.24	17°
18	3.54	18°
22	3.84	20°
24	4.24	25°
27		35°
28		45°
29		

4.3.1 Análisis de la Técnica HIPWM-FMTC

La Figura 18 (a-d) muestra la evolución del parámetro specific loudness (sone/barks) para cada valor de polos y bandas de frecuencias.

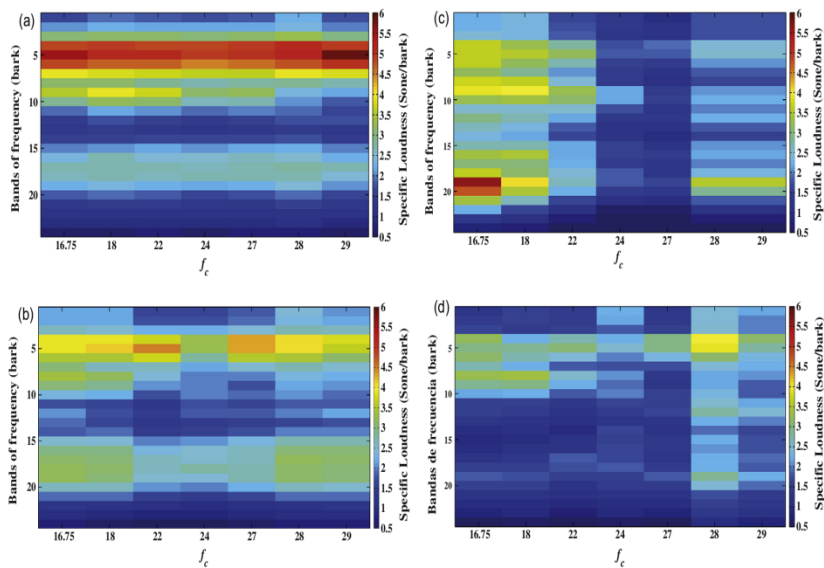


Figura 18 Valores de specific loudness para la técnica HIPWM-FMTC. (a) 2 polos, (b) 4 polos, (c) 6 polos y (d) 12 polos.

La influencia del número de polos en el parámetro specific loudness puede observarse fácilmente. Cuando el número de polos es menor, la velocidad de la máquina es mayor (Figura 18 a). Además, el nivel de specific loudness sufre un incremento cuando la frecuencia decrece, coincidiendo con las frecuencias que corresponden a la componente de ruido aerodinámico, que es predominante a altas velocidades. En este caso los parámetros de control de las técnicas tienen poca influencia en el nivel de specific loudness de la máquina, y la influencia de la componente electromagnética queda enmascarada a altas velocidades por la componente aerodinámica.

A medida que el número de polos aumenta y, por tanto, la velocidad disminuye (Figura 18 b-d), la influencia del parámetro de control en el valor del specific loudness es más evidente, al mismo tiempo de que el

valor del specific loudness es más reducido debido a la disminución de la componente aerodinámica a bajas velocidades.

Además, puede observarse como a bajas velocidades, dependiendo de los parámetros seleccionados, las diferencias en la contribución al specific loudness están presentes para la misma cantidad de números de polos, ver Figura 18 (c y d). En una máquina funcionando con 6 polos, el specific loudness es considerablemente mayor para valores del parámetro f_c cercanos a los límites del intervalo para $M = 15$. Por lo tanto, con 6 polos, el rango de valores a utilizar para el parámetro f_c es entre 24 y 27 con el fin de mejorar la calidad del sonido emitido por el motor. Por otro lado para estas combinaciones de parámetros, polos y f_c , es posible reducir a la mitad el THD y evitando de la misma forma las frecuencias de resonancia del estator, esto es debido a que las frecuencias de las fuerzas magnéticas radiales son las mismas o están muy cerca de las frecuencias naturales de vibración del estator del motor.

Por consiguiente, el valor más bajo de specific loudness, en términos generales, aparece cuando la máquina funciona a 12 polos, presentándose el caso que para $f_c = 28$, el valor de specific loudness para todas las frecuencias es peor, por lo tanto peor para la calidad del sonido emitido. Ver Figura 18 (d).

Por lo tanto, a mayor número de polos, el loudness es menor, disminuye el THD, disminuyendo el ruido acústico emitido para los mismos valores de f_c , especialmente a bajas frecuencias. En este sentido, como en estudios realizados anteriormente se ha demostrado [74, 76], la influencia de $M = 15$. Para valores mayores de f_c los armónicos mayores se atenúan, produciendo un espectro de sonido en el que los armónicos espaciales son los más significativos. Esto sucede porque para esta configuración de parámetros (12 polos y $M = 15$) desplaza el primer armónico significativo hacia una frecuencia más alta para evitar que entren en resonancia la componente mecánica y electromagnética, y por lo tanto se reduce el ruido emitido por el motor.

4.3.2 Análisis de la Técnica SLPWM

Para esta técnica, los valores de specific loudness para cada configuración de números de polos se muestra en la Figura 19 (a-d).

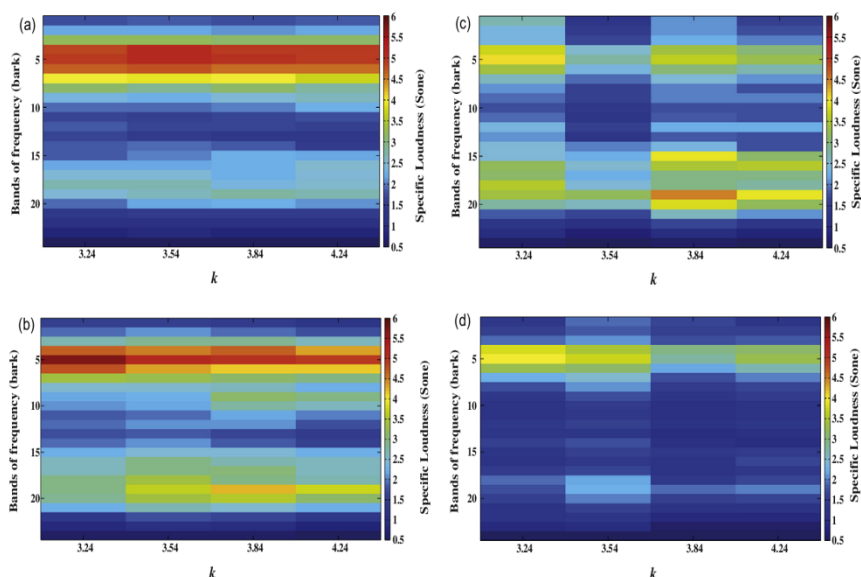


Figura 19 Valores de specific loudness para la técnica SLPWM. (a) 2 polos, (b) 4 polos, (c) 6 polos y (d) 12 polos.

Al igual que en la estrategia HIPWM-FMTC analizada en el apartado anterior 4.3.1, en la Figura 19 (a y b) puede verse como a mayor velocidad de operación mayor specific loudness a bajas frecuencias, debido a la presencia de altos niveles de ruido de origen aerodinámico. Esto es especialmente apreciable en el caso de una máquina configurada a 2 polos, ver Figura 19 (a). En el caso de 4 polos (Figura 19 b), también aparecen niveles significativos de specific loudness en altas frecuencias en algunos valores para el parámetro k , especialmente en $k = 3.84$. A pesar de esto, el valor más alto de specific loudness se presenta para el valor más bajo del parámetro de control $k = 3.24$. Esto se manifiesta en las bandas de frecuencias más bajas, coincidiendo y superponiéndose con la componente de ruido aerodinámico. Así que es difícil establecer un valor óptimo para el parámetro de control, ya que

depende de la elección de las bandas de frecuencias que queramos mejorar.

Cuando el número de polos aumenta, se observó un alto valor de loudness se mantiene en bandas de baja frecuencia, incluso en el caso de la velocidad más baja de operación (Figura 19 d). Como ya se discutió en el apartado 4.2.3.2, aunque la técnica SLPWM es capaz de redistribuir y desplazar los armónicos a altas frecuencias, existen dos subarmónicos característicos en las frecuencias $5f$ y $7f$, siendo f la frecuencia fundamental de 50 Hz, siendo esta la causa por la que los valores más altos de specific loudness se mantienen a bajas frecuencias.

En el caso de la máquina funcionando a 12 polos (Figura 19 d), los niveles más bajos de specific loudness aparecen en los valores más altos del parámetro de control en $k = 3.84$ y $k = 4.24$. Por lo tanto, estos dos son a priori los que dieron un mejor resultado en el aspecto de calidad sonora.

Los mejores valores de specific loudness se consiguen para aquellas frecuencias en las que la interacción de los armónicos espaciales y temporales es menor. Incrementando k , el primer armónico significativo tiende a desplazarlo hacia frecuencias más altas, evitando la resonancia entre la componente mecánica y electromagnética, reduciendo así la emisión del ruido total del motor, y también mejora el THD.

4.3.3 Análisis de la Técnica HIPWM-FMTC2

La Figura 20 (a-d) muestra el nivel Loudness para cada uno de los parámetros de control utilizados en el estudio de la técnica HIPWM-FMTC2 y mostrados en la Tabla 8. Como en los casos anteriores, se aprecia claramente el dominio de la componente aerodinámica en el caso de número de polos bajo (velocidades altas). Especialmente en el caso de 2 polos (Figura 20 a), la influencia del parámetro de control α es prácticamente nula. En cambio, a medida que el número de polos aumenta y por lo tanto, la velocidad disminuye, la dependencia del parámetro de control aumenta, hasta el punto de condicionar el nivel specific loudness y en consecuencia la calidad acústica del ruido que emite la máquina.

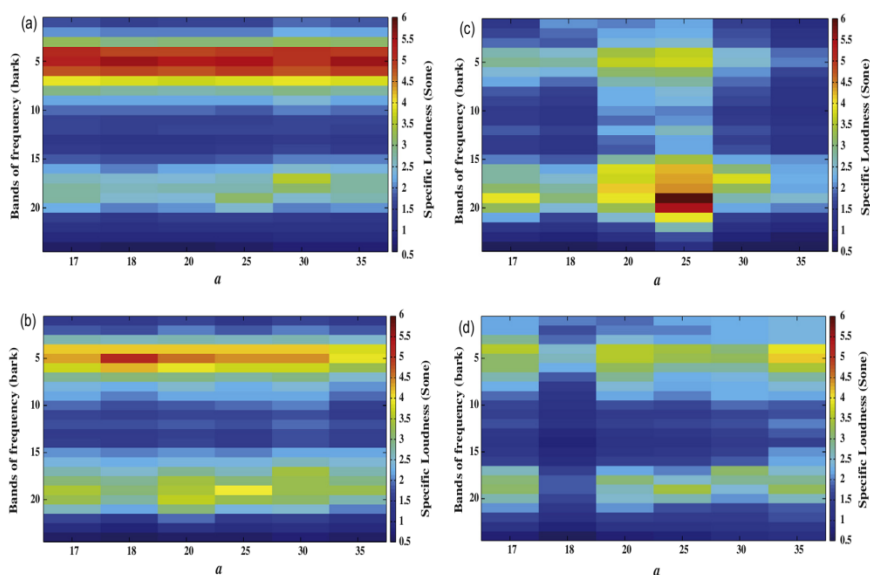


Figura 20 Valores de specific loudness para la técnica HIPWM-FMTC2. (a) 2 polos, (b) 4 polos, (c) 6 polos y (d) 12 polos.

Se observa claramente cómo en 6 polos (Figura 20 c), un valor de $\alpha=25^\circ$ produce un nivel Specific Loudness muy elevado a altas frecuencias, incluso superior al que se produce en cualquiera de las configuraciones, incluyendo aquellas en las que la componente aerodinámica es

dominante. Esto es debido al gran número de armónicos de intensidad con magnitud significativa. En el caso de máquinas eléctricas con un elevado número de polos, donde los armónicos espaciales y temporales son altos y muy difíciles de evitar, por lo que aumenta el loudness y en consecuencia el ruido acústico.

En este sentido, cambiando el valor del parámetro de control α es posible dispersar los armónicos hacia frecuencias altas para evitar la resonancia mecánica inducida por el ruido electromagnético, y por lo tanto para reducir el ruido acústico irradiado por la máquina.

Por tal motivo, en esas circunstancias se deberá evitar a toda costa ese valor del parámetro $\alpha = 25^\circ$, siendo la calidad acústica manifiestamente mejor con valores del parámetro de control de $\alpha=18^\circ$.

Para el caso de menor velocidad, donde la componente electromagnética es la más importante y por consiguiente, la influencia del parámetro de control de la estrategia es mayor, se observa que aunque en términos globales el comportamiento de la calidad acústica es mejor, de forma particular es considerablemente superior para el valor $\alpha=18^\circ$, siendo éste por tanto el que mejor comportamiento acústico tendrá en términos de calidad acústica.

Por lo tanto, este es el valor con el mejor rendimiento acústico en términos de calidad acústica.

4.3.4 Análisis general

En términos de Specific Loudness, es difícil determinar cuál de las técnicas presenta mejores resultados globales, ya que dicha variable alcanza valores muy dispares para diferentes combinaciones de los parámetros de control y del número de polos de la máquina. Esto se debe a que las frecuencias en las que la máquina presenta peores resultados dependen, por un lado, de la presencia de armónicos de origen espacial, debidos a características constructivas y del número de

polos de la máquina y por otro, a los armónicos de origen temporal distintos para cada valor de los parámetros de control de cada estrategia [23, 24, 31, 34, 77].

Como se ha mencionado antes, los resultados obtenidos en esta investigación deben de ser similares utilizando otro tipo de motor de inducción con los mismos parámetros constructivos y en las mismas condiciones de funcionamiento.

Los estudios previos realizados, confirman que la técnica HIPWM-FMTC2 alcanza niveles de presión sonora ligeramente inferiores a los alcanzados por las otras dos técnicas [76]. Sin embargo, en el presente trabajo se observa que en términos de calidad acústica no es fácil llegar a esa conclusión, atendiendo exclusivamente a la distribución del Specific Loudness. Tan sólo la presencia de los armónicos de orden bajo característicos de la técnica SLPWM, empeoran sus resultados comparativamente con el valor Loudness alcanzado por las otras dos técnicas analizadas a esas frecuencias, por lo que podría afirmarse que ésta es la que peores resultados presenta a bajas frecuencias. Sin embargo, no puede afirmarse lo mismo para frecuencias medias y altas.

Por ello, se presentan los valores de nivel de presión sonora, total loudness y roughness de cada una de las estrategias analizadas, HIPWM-FMTC (Tabla 9), SLPWM (Tabla 10) y HIPWM-FMTC2 (Tabla 11), con objeto de analizar en cuál de las configuraciones y estrategias se presenta el mejor valor de calidad de sonido y compararlo con el estudio clásico de nivel de ruido.

Para la estrategia HIPWM-FMTC, ver Tabla 9, el valor más bajo del Total Loudness se presenta para la configuración de 6 polos y $f_c = 27$, alcanzando un valor de 29,95 Sones. Por su parte, la técnica SLPWM, ver Tabla 10, alcanza un mínimo en la configuración de 12 polos y $k = 3,84$, arrojando un valor de 34,95 Sones. Por último, la estrategia HIPWM-FMTC2, ver Tabla 11, presenta un valor de 35,63 Sones para la configuración de 12 polos y $\alpha = 18$.

Tabla 9 Valores de nivel de presión sonora, total loudness y total roughness en función de los parámetros de control y del número de polos en la estrategia HIPWM-FMTC para un orden de modulación $M = 15$. Donde SPL es nivel de presión sonora (dBA); L es Loudness (Sone); R es Roughness (Asper).

Polos	16.75			18			22			24			27			28			29		
	SPL	L	R	SPL	L	R	SPL	L	R	SPL	L	R	SPL	L	R	SPL	L	R	SPL	L	R
2	90.50	60.26	0.10	90.21	62.21	0.09	89.96	60.77	0.16	89.20	58.52	0.18	89.28	59.82	0.21	90.09	60.84	0.13	90.08	57.14	0.14
4	87.95	60.87	0.15	87.26	58.95	0.17	86.01	50.91	0.16	83.32	48.60	0.11	86.44	57.28	0.14	86.91	59.10	0.14	85.98	56.69	0.12
6	91.10	74.28	0.18	89.84	67.22	0.18	85.79	51.31	0.11	78.86	35.14	0.08	80.04	29.95	0.09	82.88	47.46	0.09	82.34	46.29	0.14
12	85.59	42.80	0.11	81.70	40.97	0.09	79.95	37.70	0.13	80.23	40.46	0.11	86.70	37.28	0.11	83.47	57.52	0.14	85.89	47.64	0.12

Tabla 10 Valores de nivel de presión sonora, total Loudness y total Roughness en función de los parámetros de control y del número de polos en la estrategia SLPWM para un orden de modulación $M = 15$. Donde SPL es nivel de presión sonora (dBA); L es Loudness (Sone); R es Roughness (Asper).

Polos	3.24			3.54			3.84			4.24		
	SPL	L	R	SPL	L	R	SPL	L	R	SPL	L	R
2	89.79	58.15	0.12	88.70	58.65	0.14	90.20	58.47	0.13	89.68	63.59	0.14
4	89.17	60.94	0.14	89.13	64.51	0.12	89.72	65.03	0.15	88.54	59.51	0.18
6	87.02	50.77	0.13	81.70	44.45	0.09	87.70	61.15	0.16	85.46	54.17	0.12
12	84.07	41.77	0.08	84.03	46.43	0.16	78.69	34.95	0.12	81.87	38.19	0.12

Tabla 11 Valores de nivel de presión sonora, total loudness y total roughness en función de los parámetros de control y del número de polos en la estrategia HIPWM-FMTC2 para un orden de modulación $M = 15$. Donde SPL es nivel de presión sonora (dBA); L es Loudness (Sone); R es Roughness (Asper).

Polos	17			18			20			25			35		
	SPL	L	R	SPL	L	R	SPL	L	R	SPL	L	R	SPL	L	R
2	89.98	58.78	0.13	89.88	55.95	0.13	89.53	56.46	0.14	89.85	58.88	0.19	90.17	60.83	0.14
4	87.22	58.11	0.15	87.85	55.64	0.17	88.09	60.66	0.15	87.51	57.10	0.19	87.90	59.53	0.13
6	83.77	49.64	0.10	81.37	44.91	0.11	87.65	62.26	0.14	91.20	74.47	0.11	82.96	47.40	0.08
12	85.00	52.48	0.13	78.10	35.63	0.12	85.20	50.94	0.14	83.47	48.91	0.17	84.32	51.00	0.10

En base a estos valores, podría considerarse como de mejor calidad acústica la primera de las combinaciones (estrategia HIPWM-FMTC, 6 polos y $f_c = 27$). Aunque debido a que el margen diferencial entre los valores obtenidos es estrecho, sobre todo teniendo en cuenta que se trata del valor Total Loudness para todas las frecuencias, se ha estimado conveniente usar además otro criterio, utilizando otro parámetro de estudio psicoacústico, que permita decidir la combinación de parámetros para la obtención de un mejor resultado en términos de calidad acústica.

Por tanto se analizará el resultado del parámetro Roughness definido en el apartado 3.2.2 para las combinaciones que presentaban un mejor Total Loudness. Aquellas que presenten un menor valor del Roughness se entenderán como las que en términos globales proporcionarán unos mejores resultados de calidad sonora.

Para el caso de la estrategia HIPWM-FMTC, la combinación que menor Total Loudness presentaba es la de 6 polos y $f_c=27$. En ese caso, el valor del Roughness es de 0,09 Asper (Tabla 9). En la estrategia SLPWM, la mejor combinación era para 12 polos y $k=3,84$, presentando un Roughness de 0,12 Asper (Tabla 10).

Por último, las combinaciones con mejor Total Loudness en la estrategia HIPWM-FMTC2 eran, por un lado, la de 12 polos y $\alpha=18$ y por otro, la de 6 polos y $\alpha=45$. Éstas presentan unos valores de Roughness de 0,16 Asper y 0,12 Asper respectivamente (Tabla 11).

Según lo especificado en el apartado 3.2.2, la diferencia apreciable para el parámetro Roughness se presenta para variaciones superiores al 17% del mismo. En el rango de los valores obtenidos, la diferencia apreciable para 0,09 Asper será de 0,0153 Asper. Para el de 0,12 Asper, la diferencia apreciable se sitúa en 0,02 Asper. Ello induce a pensar que de las combinaciones estudiadas, la que mejor comportamiento en términos de calidad acústica presenta será, por tanto, la primera de ellas. Es decir, la estrategia HIPWM-FMTC, ya que el resto de combinaciones presentan valores mayores para conseguir una diferencia apreciable. Los niveles de presión sonora en estos casos son

80.04 dB para la técnica HIPWM-FMTC, 78.69 dB para SLPWM y 78.10 dB para HIPWM-FMTC2. Por tanto, se puede afirmar que, para un determinado funcionamiento de la máquina, con una emisión de nivel de ruido global mayor, no tiene por qué ir necesariamente acompañado de un peor resultado en términos de calidad sonora [76].

4.4 Conclusiones

Se han utilizado criterios de calidad sonora para estudiar el comportamiento psicoacústico del ruido emitido por un motor de inducción trifásico tipo Dahlander, de cuatro velocidades, cuando es alimentado por varias técnicas de modulación PWM, las cuales han sido previamente analizadas en términos de nivel de emisión acústico. Los parámetros psicoacústicos utilizados han sido el Specific Loudness, Total Loudness y Total Roughness. Se ha demostrado que el nivel de presión sonora y la calidad acústica del ruido que emite el motor no tienen por qué ser coincidentes para una determinada combinación de parámetros. Por lo tanto, en función del resultado que se desee obtener, podrían utilizarse criterios y análisis diferentes. Para las estrategias analizadas, la que obtiene un mejor resultado se corresponde con aquella en cuya concepción primaba una menor distorsión armónica (HIPWM-FMTC), por encima de aquella que perseguía un menor calentamiento de la electrónica asociada (SLPWM) e incluso por encima de la que perseguía un menor nivel de emisión acústica (HIPWM-FMTC2). Por otra parte han sido dadas las mejores configuraciones para cada técnica de modulación que reducen el ruido acústico y mejoran la calidad de sonido generado por la máquina. En este sentido, debido a la relación que existe entre los parámetros constructivos de los motores de inducción y de la emisión de ruido acústico, los resultados deben de ser similares si se utiliza otro motor de inducción que opere bajo las mismas condiciones y este alimentado por la misma señal de alimentación generada por la técnica de modulación. Por último, utilizar los parámetros de calidad de sonido en máquinas

Análisis psicoacústico en el estudio del ruido de máquinas eléctricas rotativas.

eléctricas puede ayudar desde el punto de vista del mantenimiento, ya que podría aumentar la detección de desajustes en la máquina, rodamientos en mal estado y sobrecargas.

5 HERRAMIENTA PARA EL ENSAYO DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO PARA MOTORES ELÉCTRICOS

RESUMEN

Este capítulo de la presente tesis presenta una nueva herramienta para la generación de señales eléctricas, para el control basado en Técnicas de Modulación por Ancho de Pulso (PWM), de Máquinas Eléctricas Rotativas alimentadas mediante inversores de potencia.

Esta herramienta permite diseñar cualquier tipo de señal ideada por el usuario, generar los correspondientes vectores de modulación y cargarlos en el microcontrolador. La herramienta permite, además, la variación en tiempo real de los parámetros de control de la señal PWM generada, sin tener que desconectar la máquina ni el inversor. Esto representa una gran ventaja en el desarrollo de ensayos en motores eléctricos, al poder observar el comportamiento del motor ante variaciones de dichos parámetros y optimizar el resultado en función de los objetivos planteados, como por ejemplo en términos de consumo, rendimiento, calentamiento, ruido emitido, entre otros.

5.1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad es muy extendido el uso de inversores de potencia para alimentar motores eléctricos y de forma más notable en aquellos que por sus características constructivas fueron diseñados para trabajar dentro de un reducido rango de velocidades, como es el caso del motor de inducción asíncrono, ya que su uso controlado permite modificar algunas características de funcionamiento de estas máquinas, como por ejemplo, su velocidad.

El inversor se encarga de transformar una tensión continua, la cual puede proceder de la rectificación de la tensión de la red en una señal tensión modulada en frecuencia cuya forma de onda dependerá de las señales generadoras de pulsos que dan origen a la tensión de salida. A esta forma de generar señales se le denomina modulación por ancho de pulso (PWM) y es comúnmente utilizada en el control de motores eléctricos.

Mediante la variación de la frecuencia de la tensión de alimentación, por ejemplo, se puede variar la velocidad del campo magnético giratorio creado por el estator y consecuentemente la velocidad de rotación mecánica de la máquina. Actuando sobre otros parámetros de control de la señal PWM se pueden obtener distintos perfiles y formas de onda de la tensión de alimentación del motor, con lo que se pueden obtener distintos efectos sobre otras características del mismo.

Existen estudios previos basados en técnicas PWM dirigidos al control de algunos parámetros de la máquina de inducción asíncrona, como por ejemplo la reducción de la tasa de distorsión armónica mediante la mejora de la calidad de la señal de alimentación [75]. Otros, en cambio, dirigen sus objetivos hacia una reducción de las pérdidas por conmutación en el propio inversor [92], e incluso en otros casos se ha conseguido reducir el ruido de origen electromagnético de este tipo de máquinas mediante una combinación adecuada de los parámetros de control de las técnicas PWM [61, 74, 76, 91].

Todos ellos se han desarrollado mediante el uso de una plataforma de ensayo formada básicamente por un sistema de potencia, compuesto por un inversor trifásico, un procesador digital de señales (DSP) DS1102 de dSPACE® con una velocidad de 60 MHz para controlar los disparos de los transistores bipolares de puerta aislada (IGBTs) del inversor y una interfaz donde generar y cargar las técnicas PWM en la DSP.

La interfaz utilizada en esta herramienta consistía en el software Simulink de Matlab R2008a de MathWorks Inc. (USA), en el cual se requería una compilación previa para la carga de los vectores de control en la tarjeta DSP. Este proceso implicaba varios minutos entre la compilación y la carga, además de tener que repetir el proceso en caso de querer modificar algún parámetro, lo que se traduce en, aparte de un procedimiento tedioso, la imposibilidad de implementar algún procedimiento que permita modificar la señal de alimentación del motor de manera rápida ante variaciones de las condiciones de funcionamiento de éste.

Los objetivos de la herramienta creada y presentada en esta tesis eran varios. El primero era facilitar los ensayos de técnicas PWM en motores eléctricos, mejorando la capacidad de modificar los parámetros de control de las señales PWM de forma continua, sin necesidad de desconectar el motor ni el inversor. El segundo es facilitar el diseño e implementación de cualquier modulación PWM mediante controles gráficos y funciones, así como modificar los parámetros de las técnicas en estudio [76, 91, 92] durante la ejecución y ensayo del motor modificando la señal de alimentación en tiempo real, así como simular el comportamiento eléctrico del motor con las técnicas PWM implementadas y por último poder crear un banco de ensayos en modo offline para reproducir y analizar posteriormente los ensayos creados en el laboratorio.

Todos estos objetivos planteados durante la creación de la herramienta tienen como finalidad facilitar el estudio de la calidad del sonido emitido por la máquina optimizando el tiempo empleado para la realización de los ensayos que permitan profundizar en investigaciones

futuras para la obtención de modelos psicoacústico del motor, la estimación del ruido acústico emitido, así como el uso de dichos modelos en un futuro control de los parámetros de las técnicas PWM para reducir el ruido y aumentar la calidad sonora de la máquina.

5.2 MATERIALES Y MÉTODOS

Las herramientas utilizadas para esta aplicación son un analizador de redes marca FLUKE 435 para realizar las medidas eléctricas junto con su software FlukeView Power Quality, un inversor SEMIKRON SEMITECH, el lenguaje de programación gráfica National Instrument Labview© 2009 (versión 9.03f 32-bits) para la creación de la herramienta que se presenta, un circuito optoacoplador diseñado y realizado en formato PCB shield y la plataforma open-hardware Arduino UNO.

Labview 2009 es un lenguaje de programación gráfico de National Instrument™ Corporation (11500 N MopacExpwy Austin, TX 78759-3504), con éste se ha desarrollado la herramienta que se presenta en esta investigación. La principal característica de este lenguaje de programación es la facilidad con la que se pueden crear aplicaciones con una interfaz de usuario intuitiva y sencilla, aún con un nivel de conocimientos en programación no muy elevados y que serían muy difíciles de realizar con los lenguajes de programación de alto nivel tradicionales. Este lenguaje es ampliamente utilizado por ingenieros e investigadores para una larga lista de aplicaciones, como por ejemplo comunicación y control de instrumentación, adquisición de datos, automatización industrial, control y supervisión de procesos, simulación y prototipado rápido, Hardware in Loop, entre otras.

El analizador de redes FLUKE 435 (Figura 21) será utilizado para la toma y registro de los datos eléctricos durante los ensayos, descargándose los datos durante cada ensayo mediante el software FlukeView Power Quality v3.31.1 a través de un cable óptico. Posteriormente, de los

Herramienta para el ensayo de técnicas de modulación de ancho de pulso para motores eléctricos

archivos generados en el software, se obtendrán los valores eléctricos de tensiones, intensidades, factor de potencia, armónicos, formas de onda, etc. Algunas de sus características pueden verse en la Tabla 12.



Figura 21 Analizador de red FLUKE 435.

Tabla 12 Algunas características del analizador de red Fluke 435.

Modelo	Rango de medición	Resolución	Exactitud	
Voltios				
Vrms (ca+cc)	435 II	1 V a 1000 V fase a neutro	0,01 V	± 0,1% de la tensión nominal****
Vrms½	435 II		0,1 V	± 0,2% de la tensión nominal
Vfund	435 II		0,1 V	± 0,1% de la tensión nominal
Hz				
Hz	Fluke 435 a 50 Hz nominal	42,500 Hz a 57,500 Hz	0,001 Hz	± 0,01 Hz
	Fluke 435 a 60 Hz nominal	51,000 Hz a 69,000 Hz	0,001 Hz	± 0,01 Hz
Armónicos				
Orden de armónicos (n)		DC, grupos 1 a 50: grupos de armónicos según IEC 61000-4-7		
Orden de interarmónicos (n)		OFF, grupos 1 a 50: subgrupos de armónicos e interarmónicos según IEC 61000-4-7		
Tensión	%f	0,0 % a 100 %	0,1 %	± 0,1% ± n x 0,1 %
	%r	0,0 % a 100 %	0,1 %	0,1% ± n x 0,4 %
	Absoluto	0,0 a 1000 V	0,1 V	± 5% *
	THD	0,0 % a 100 %	0,1 %	± 2,5 %
Amperios	%f	0,0 % a 100 %	0,1 %	± 0,1% ± n x 0,1%
	%r	0,0 % a 100 %	0,1 %	0,1% ± n x 0,4 %
	Absoluto	0,0 a 600 A	0,1 A	± 5% ± 5 cuentas
	THD	0,0 % a 100 %	0,1 %	± 2,5 %

El software FlukeView Power Quality está preparado para utilizarse con los modelos de analizadores de red Fluke 435, Fluke 434, Fluke 43B y

Herramienta para el ensayo de técnicas de modulación de ancho de pulso para motores eléctricos

Fluke 43. La versión del software utilizada es la 3.31.1 (Figura 22). La aplicación guarda de forma individual los datos obtenidos en cada medida: tensiones, corrientes, potencias, distorsión armónica, etc. Posteriormente todos los datos obtenidos se han almacenado y ordenado en hojas de cálculo de Microsoft Excell 2010 para trabajar con ellos de forma más cómoda y rápida.

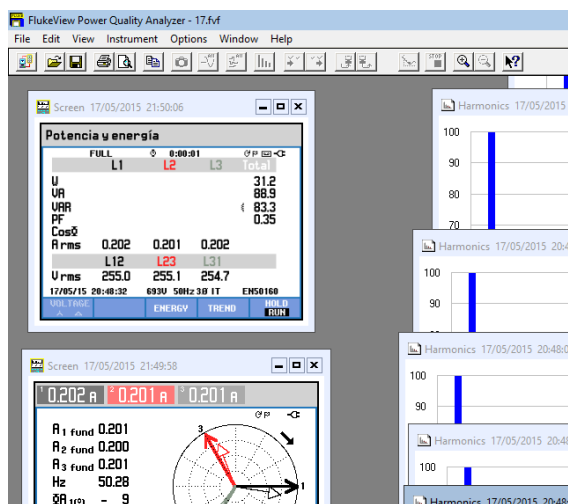


Figura 22 Software FlukeView Power Quality.

El equipo de potencia es un inversor SEMIKRON SEMITECH modelo SKM 50 GB 123D (Figura 23), con unos valores máximos de trabajo de 400 V, 30 A y una frecuencia e conmutación de 20 kHz. Está compuesto por un puente trifásico rectificador de onda completa modelo B6U de Semikron y un puente de IGBTs trifásico modelo B6CI de Semikron.

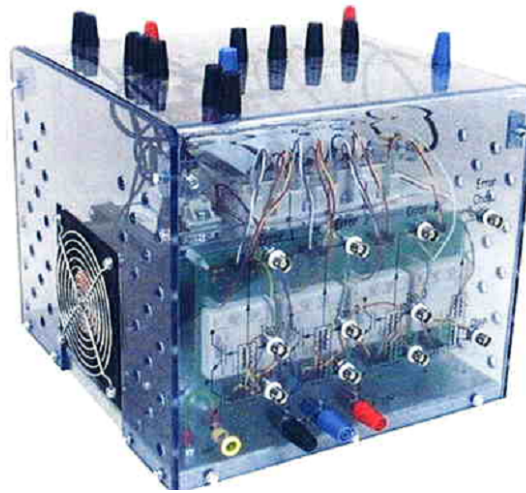


Figura 23 Inversor SEMIKRON SEMITECH

En la Figura 24 y en la Tabla 13 se muestra el esquema eléctrico del inversor y sus características.

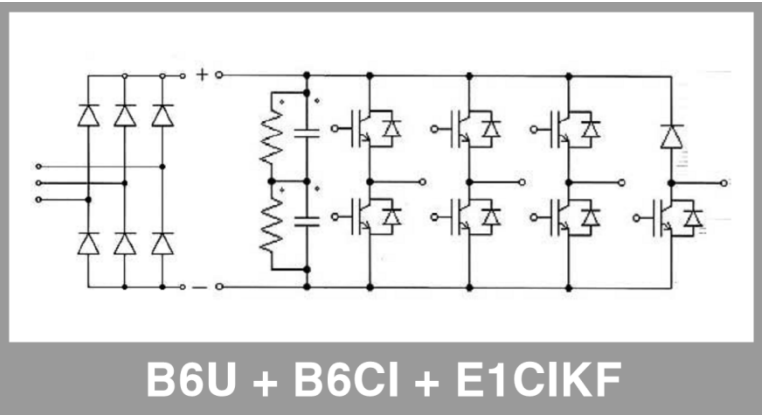


Figura 24 Esquema eléctrico del inversor SEMIKRON SEMITECH

Herramienta para el ensayo de técnicas de modulación de ancho de pulso para motores eléctricos

Tabla 13 Especificaciones técnicas del inversor SEMIKRON SEMITEACH.

Símbolo	Condiciones de funcionamiento	Valor	Unidad
I _{rms}	Sin sobrecarga	30	A
VCES	IGBT - 4x SKM 50 GB 123D	1200	V
VCE(SAT)	I _c = 50A, V _{GE} = 15V, chip level; T _j = 25(125)°C	2.7 (3.5)	V
VGES		±20	V
IC	T _{case} = 25 (80)°C	50 (40)	A
ICM	T _{case} = 25 (80)°C; t _p = 1ms	100 (80)	A
Vin(max)	Rectifier - 1x SKD 51/14		
	without filter	3 x 480	V
	with filter	3 X 380	V
Ceqvl	DC Capacitor bank - Electrolytic 2x 2200µF/400V		
VDCmax	total equivalent capacitance max. DC voltage applied to the capacitor bank	1100/800 750	µF / V V
Potencia consumida	Driver - 4x SKHI 22		
	Máximo por driver	0 / 15 16	V mA
Interruptor térmico	Normalmente cerrado.(NC)	71	°C

Para el control de los disparos del inversor se ha utilizado una placa de prototipado Arduino UNO, esta dispone de un microcontrolador Atmega328-PU (Figura 25). Además del propósito que desempeña en el control del inversor, también se comunica a través de comunicación serie con la herramienta para cargar y actualizar los vectores de disparo del inversor. Las características del microcontrolador Atmega328-PU se pueden ver en la Tabla 14.

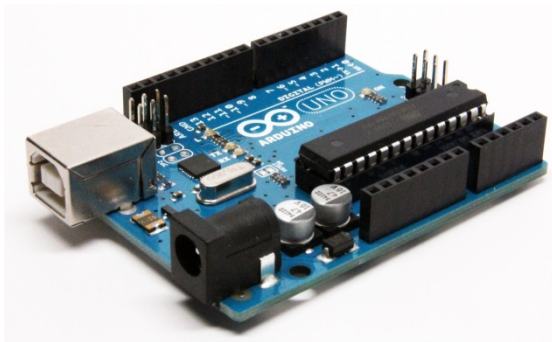


Figura 25 Arduino UNO

Tabla 14 Especificaciones Arduino UNO.

Microcontroller	ATmega328PU
Operating Voltage	5V
Input Voltage (recommended)	7-12 V
Input Voltage (limit)	6-20 V
Digital I/O Pins	14 (of which 6 provide PWM output)
PWM Digital I/O Pins	6
Analog Input Pins	6
DC Current per I/O Pin	20 mA
DC Current for 3.3V Pin	50 mA
Flash Memory	32 KB (ATmega328P)of which 0.5 KB used by bootloader
SRAM	2 KB (ATmega328P)
EEPROM	1 KB (ATmega328P)
Clock Speed	16 MHz

Por seguridad se intercala entre el microcontrolador y los drivers del inversor, un circuito optoacoplador para aislar eléctricamente ambos elementos. El circuito opto acoplador ha sido diseñado e implementado como PCB y con formato shield para Arduino UNO con el fin de adaptar las señales de control entre el microcontrolador (5 V) y el inversor (15 V). Se dispondrá un integrado 4n35 (Figura 26) para cada señal de control a adaptar, el microcontrolador alimentará a 5 V con una de sus salidas utilizadas para la generación de la técnica PWM a uno de estos integrados entre los pines 1 y 2 encendiendo un diodo led, a su vez el transistor del que dispone el 4n35, su base, es capaz de ser excitada mediante la luz generada por el diodo led. El transistor hará de

Herramienta para el ensayo de técnicas de modulación de ancho de pulso para motores eléctricos

interruptor en el circuito de 15 V para controlar las señales de disparo del inversor.

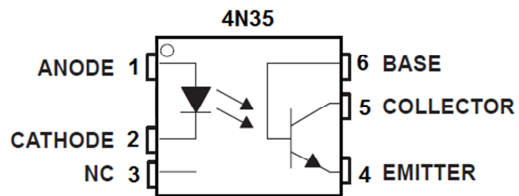


Figura 26 Integrado 4n35

5.2.1 Descripción de la herramienta

La herramienta desarrollada en Labview está diseñada de forma que el usuario pueda interactuar de forma sencilla e intuitiva en las tareas de:

- Diseño de la técnica de modulación para el inversor.
- Salvar en la aplicación las distintas técnicas de modulación diseñadas o implementadas, así como la carga de estas en la aplicación para seguir trabajando con ellas.
- Implementación de la técnica PWM en el inversor para la alimentación de una carga.
- Simulación del comportamiento de una carga tipo motor de inducción trifásico de jaula de ardilla con la técnica diseñada o implementada.

Las tareas de diseño, salvar y cargar la técnica de modulación, simulación de un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla con la técnica PWM diseñada o implementada y la implementación física de ésta, pueden realizarse de manera simultánea, esto quiere decir que la técnica PWM se puede implementar durante el diseño en tiempo real mediante las herramientas de las que dispone la aplicación, siendo esta la principal virtud de esta plataforma.

Junto con la aplicación de Labview, disponemos de los materiales antes citados que forman una plataforma ideada para el estudio de ruido en motores eléctricos. La funcionalidad de estos se describe a continuación:

- La función del inversor SEMIKRON SEMITECH alimentará a la carga, en nuestro caso un motor eléctrico, a este le aplicaremos las modulaciones creadas mediante la interfaz de usuario de la aplicación de Labview.
- Microcontrolador Arduino UNO, este recibirá los vectores de las modulaciones desde la aplicación de Labview a través del USB vía comunicación serie, haciendo de interfaz entre el software y el hardware.

Herramienta para el ensayo de técnicas de modulación de ancho de pulso para motores eléctricos

- El circuito optoacoplador, uno por cada señal de control tiene dos objetivos, el primero es el de aislar eléctricamente el microcontrolador del inversor y el segundo el de adaptar las señales de control de la salida del microcontrolador de 5 V a los 15 V que necesita el inversor en sus entradas de control para modular los IGBTs.

La aplicación desarrollada mediante Labview dispone de distintos paneles de control y visualización para la implementación de las técnicas de modulación tal y como se puede ver en la Figura 27.

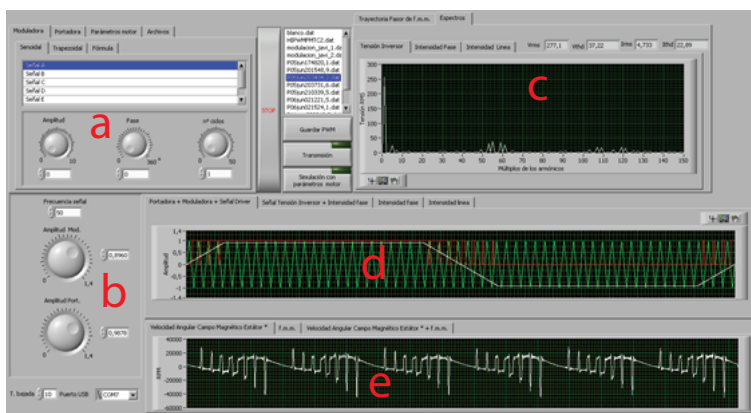


Figura 27 Visión general de los paneles disponibles en la herramienta.

En el panel “a” el usuario podrá configurar las señales moduladoras y las portadoras.

En la pestaña de “moduladora” (Figura 28) se dispone de tres tipos de configuración para el diseño de esta: senoidal, trapezoidal y formula, cada una de estas opciones es aditiva para el resultado final de la forma de onda de la señal moduladora.

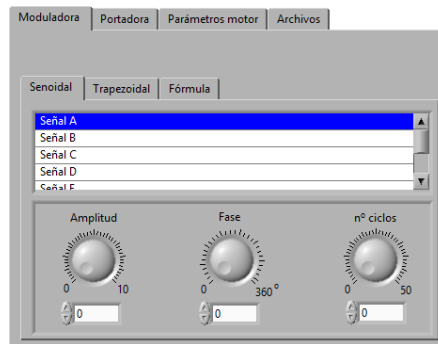


Figura 28 Panel 'a', pestaña 'Moduladora'.

En la pestaña de “portadora” (Figura 29) se encuentran dos opciones, un conjunto de formas de ondas básicas: triangular, diente de sierra ascendente, diente de sierra descendente y senoidal, estas cuatro opciones no son aditivas al resultado final. En la pestaña de “modulación en frecuencia” podemos añadir a la señal portadora hasta tres armónicos tipo seno o también definir esta modulación en frecuencia mediante una expresión matemática, ambas formas de definir la modulación en frecuencia son aditivas.



Figura 29 Panel 'a', pestaña 'Portadora>General'.

Herramienta para el ensayo de técnicas de modulación de ancho de pulso para motores eléctricos

Una vez configuradas la señal moduladora y portadora, en el panel “b” se designan las amplitudes de éstas y también la frecuencia de salida del vector de control que aplicaremos al inversor.

Se pueden realizar dos acciones en el panel “a”. Siguiendo el orden de las pestañas del panel “a”, la pestaña “parámetros motor” permite configurar los parámetros del motor como se puede apreciar en la Figura 30. Los parámetros del motor de esta investigación se han obtenido a partir del ensayo de cortocircuito y de vacío de un motor real, la velocidad de sincronismo y del rotor, así como si está conectado en estrella o en triángulo y la tensión del inversor.

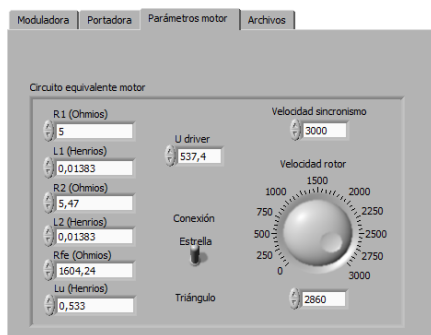


Figura 30 Panel 'a', pestaña 'Parámetros de motor'.

La siguiente pestaña llamada “archivos” desempeña la función de manejo de archivos: guardar como..., abrir, guardar y eliminar, ver Figura 31.

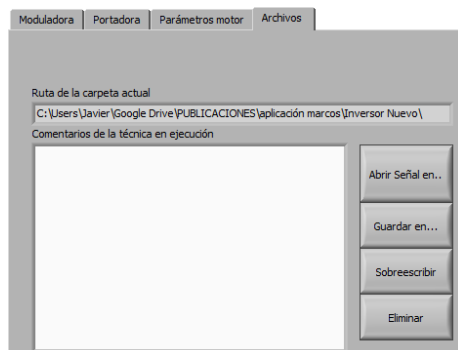


Figura 31 Panel 'a', pestaña 'Archivos'.

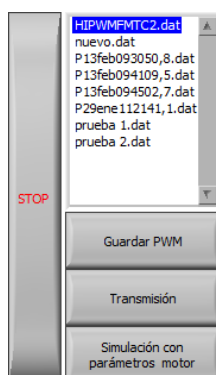


Figura 32 Controles para selección de ensayo, simulación y control del inversor.

En el centro de la interfaz (Figura 32) nos encontramos con cuatro botones y una lista de modulaciones guardadas previamente por el usuario. A continuación se describe la utilidad de cada botón:

“Stop”, detiene completamente la aplicación ejecutada en el PC y la señal de control del inversor, de esta forma el motor se detendrá si estuviera en marcha.

“Guardar PWM”, guarda la configuración actual de la moduladora y la portadora, así como sus amplitudes para la generación del vector de control. Este botón es un acceso rápido a la opción “Guardar como...” de la pestaña archivos con la única diferencia de que el archivo es guardado en el directorio por defecto.

“Transmisión”, este botón inicia la comunicación entre la aplicación de Labview y el microcontrolador que controla el inversor, para finalizar la comunicación bastara con pulsar de nuevo el botón, de esta forma el microcontrolador dejará de enviar. Durante el tiempo en el que la transmisión este activa, cualquiera de los cambios realizados en los parámetros de las simulaciones se verán reflejados en tiempo real.

“Simulación con parámetros del motor”, inicia la simulación del motor con los datos introducidos en la pestaña “parámetros motor” del panel “a” y las señales de salida del inversor. En la simulación se generarán la trayectoria del fasor de fmm para representarse gráficamente, los espectros de la tensión de salida del inversor, de la intensidad de línea y

de fase, los valores de V_{rms} , V_{thd} , I_{rms} e I_{thd} y la velocidad angular del campo magnético del estator. Estas magnitudes se representaran en las distintas graficas e indicadores de los paneles “c” “d” y “e” (Figura 27).

5.2.2 Descripción de la caracterización de las modulaciones.

A continuación se caracterizaran dos modulaciones que sirvan de ejemplo para mostrar la flexibilidad y la potencia de la aplicación.

PWM Trapezoidal

La primera modulación estará compuesta por una onda moduladora trapezoidal (Figura 33) y una onda portadora triangular con $mf=57$ (Figura 34), ambas ondas se crearán mediante los controles del panel “a” (Figura 27). Con los controles del panel “b” se ajustan las amplitudes de la señales portadores y moduladoras, además de la frecuencia fundamental de la señal (Figura 35). En la Figura 36 se puede observar la modulación resultante junto con la onda moduladora y portadora.

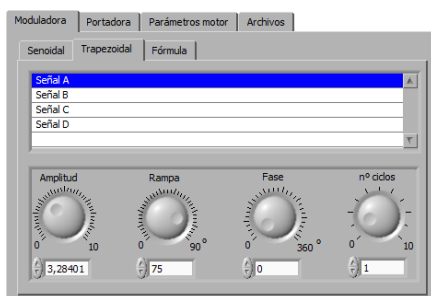


Figura 33 Pestaña para la generación de ondas moduladoras trapezoidales.



Figura 34 Pestaña para generar señales portadoras.

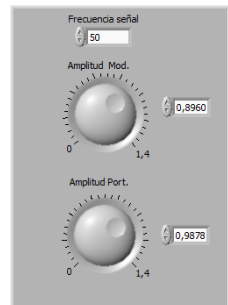


Figura 35 Panel 'b', controles para el ajuste de las amplitudes de las señales moduladoras y portadoras, y de la frecuencia fundamental de la señal.

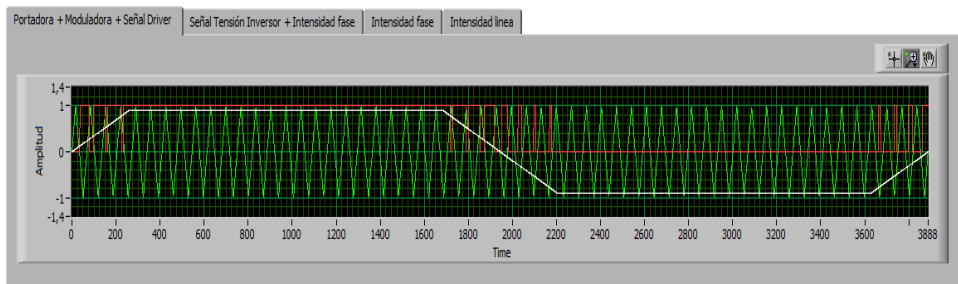


Figura 36 Resultado obtenido de la modulación. En blanco la señal moduladora, en verde la señal portadora y en rojo la señal resultante.

DPWM

La segunda técnica es la denominada DPWM del autor Taniguchi-Ogino [83].

Para implementar la moduladora en esta técnica se ha utilizado la pestaña formula por trozos, añadiendo las funciones mostradas en la Tabla 15, dando como resultado la señal moduladora de la Figura 37.

Tabla 15 Funciones y valores para la implementación de la señal moduladora para la técnica DPWM.

Tramo	$f(x,w)$	Amplitud	Dominio	Hasta	Fase 0º
A	x	1	1	40	-
B	1	1	0	140	Off
C	$-x-1$	1	1	180	On
D	$-\sin(1.5*w)$	1	1	270	Off
E	$-\sin(1.5*w+3,1416/4)$	1	0	360	Off

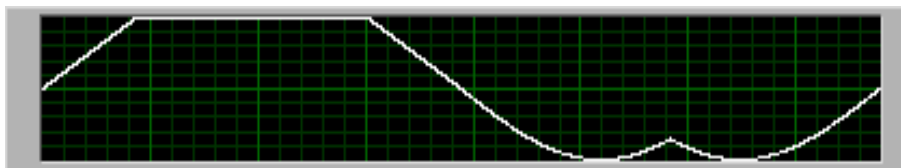


Figura 37 Señal moduladora resultante para la técnica DPWM.

En la Figura 38 se muestra la configuración de la frecuencia de la onda modulada y las amplitudes de la onda moduladora y portadora.

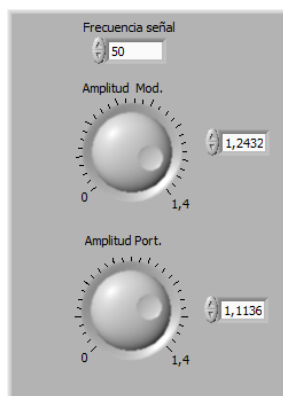


Figura 38 Configuración del panel 'b' para la técnica DPWM. Frecuencia fundamental de la señal 50 Hz, amplitud de la moduladora 1.2432 y amplitud de la portadora 1.1136.

Para la señal portadora se ha utilizado una señal triangular con un índice de modulación de la frecuencia de 57 y con fase portadora de 0°. En la Figura 39 puede observarse la señal moduladora, portadora y la de control.

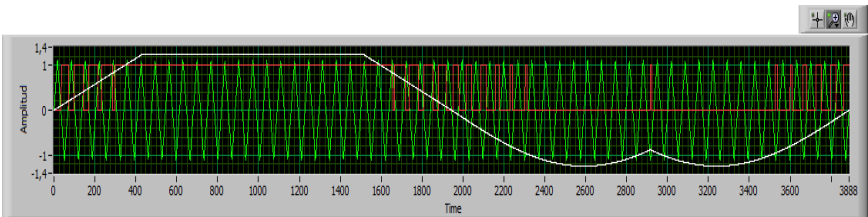


Figura 39 Resultado obtenido de la modulación DPWM. En blanco la señal moduladora, en verde la señal portadora y en rojo la señal resultante.

5.2.3 Descripción del set up de los ensayos

Los ensayos realizados consisten en la comparación de las simulaciones realizadas por la aplicación y los datos medidos por el analizador de red. El analizador de red Fluke 435 se conectó en bornes del motor asíncrono trifásico, habiendo sido modelado previamente mediante los ensayos de vacío y cortocircuito. Para la comparación de resultados se han seleccionado 5 modulaciones para los distintos ensayos (Tabla 16).

Tabla 16 Modulaciones elegidas para los ensayos.

Ensayo 1	PWM senoidal con M=15
Ensayo 2	PWM senoidal con M=21
Ensayo 3	HIPWM-FMTC2 con M=15 y $\alpha = 20$
Ensayo 4	HIPWM-FMTC2 con M=21 y $\alpha = 20$
Ensayo 5	PWM trapezoidal con M=21

Respecto al motor, en su placa de características se pueden ver en la Tabla 17 las características facilitadas por el fabricante.

Tabla 17 Datos de la placa de características del motor ensayado.

U_{Δ}	220 V
I_{Δ}	3,8 A
$\cos\varphi$	0,85
n	2860 rpm
U_Y	380 V
I_Y	2,2 A
f	50 Hz

El motor se mantuvo conectado en estrella y trabajando en vacío, siendo la tensión en los IGBTs de 330 V. La velocidad del rotor del motor se midió con un tacómetro para incluirla en la simulación. Los valores obtenidos de la velocidad del motor en los distintos ensayos pueden verse en la Tabla 18.

Tabla 18 Velocidades del motor en los distintos ensayos.

Ensayo 1	2957 rpm
Ensayo 2	2960 rpm
Ensayo 3	2986 rpm
Ensayo 4	2979 rpm
Ensayo 5	2968 rpm

5.3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Para comprobar la validez de las simulaciones se ha realizado un estudio de correlación lineal (R) y error medio cuadrático (MSE), utilizando los datos medidos con el analizador de red y los generados por la simulación. Los datos analizados son la señal de intensidad $i(t)$, la distorsión armónica en intensidad I_{thd} y la distorsión armónica en tensión V_{thd} . Los resultados obtenidos de R y MSE en los ensayos pueden observarse en la Tabla 19.

Tabla 19 Resultados de correlación y error medio cuadrático de los ensayos realizados.

	$i(t)$		l_{thd}		V_{thd}	
	R	MSE	R	MSE	R	MSE
FMTC2 M15	0.9397	0.3689	0.9943	1.0030	1	0.055
FMTC2 M21	0.9346	0.3678	0.9788	1.8739	0.9942	0.8919
SLPWM M15	0.9748	0.1942	0.6972	6.94	1	0.0818
SLPWM M21	0.971	0.2046	0.6972	6.9433	1	0.0745
Trapezoidal	0.965	0.2944	0.9942	1.039	1	0.0515

Según los resultados obtenidos en la Tabla 19 se puede observar que la correlación entre las señales de $i(t)$ reales y simuladas es superior al 0.93 en todos los ensayos realizados, y un MSE máximo de 0.36 para las técnicas *FMTC2*, tanto para un índice de modulación de 15 y 21. Para todos los ensayos mostrados en la Tabla 19 de $i(t)$ puede considerarse como un buen resultado en la estimación de la forma de onda de corriente $i(t)$.

Los resultados de correlación lineal para la distorsión armónica de intensidad l_{thd} toma valores por encima de 0.97 para los ensayos con las técnicas *FMTC2* y trapezoidal, y siendo de 0.69 para la técnica *SLPWM*. En los valores de MSE cabe destacar los valores en los ensayo con las técnicas *SLPWM* de 0.697, que aunque son los más bajos pueden considerarse aceptables. El cálculo de los armónicos se realizan sobre la señal de intensidad simulada, por ello se acentúa en mayor grado el valor de MSE en este caso, ya que acumula el error arrastrado por la señal de corriente simulada.

En el estudio de la correlación lineal para la distorsión armónica de tensión se observa que es 1 en todos los ensayos, excepto en *FMTC2* con $M=21$ con 0.9941. Respecto al error medio cuadrático los valores mínimos oscilan entre 0.08 - 0.05 y un valor máximo de 0.8919 para la técnica *FMTC2* con $M=21$. Para todos los ensayos se ha obtenido una buena estimación de los valores del espectro armónico de tensión.

A continuación se muestran las gráficas de algunas de las señales ensayadas. En la Figura 40 se muestra la señal de corriente $i(t)$ simulada en Labview y la medida por el analizador. Se aprecia claramente que la forma de onda es similar ambos casos, simulación y medida, pero en

algunos trazos la señal difiere en su valor pero manteniendo la forma de onda.

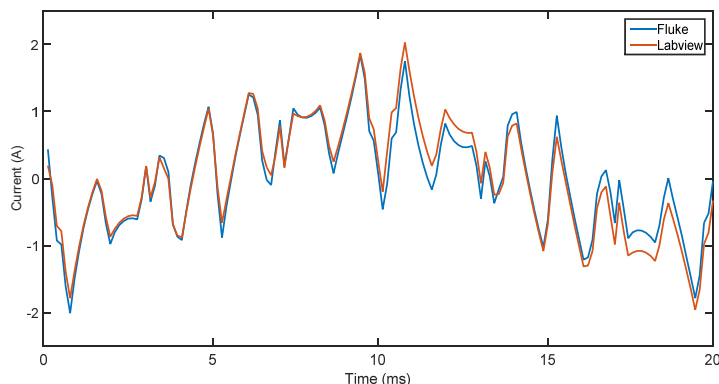


Figura 40 Señal de corriente $i(t)$ simulada y medida en el ensayo SLPWM M15 con $R=0.9748$ y $MSE=0.1942$.

En la Figura 41 están representados los armónicos de intensidad I_{thd} medidos y simulados por Labview. La existencia de cada armónico en su frecuencia es exacta por parte de la simulación ($R=0.9942$), variando únicamente en el valor del espectro en algunas frecuencias ($MSE=1.039$), como por ejemplo en 250 Hz que sería el caso de mayor error en este ensayo. A pesar de dicho error la simulación cumple de forma adecuada su cometido.

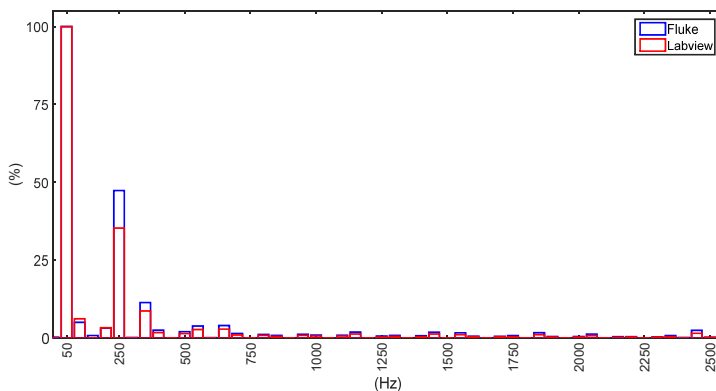


Figura 41 Armónicos de corriente simulados y medidos en el ensayo de la modulación TRAPEZOIDAL con $R=0.9942$ y $MSE=1.039$.

En la Figura 42 puede observarse los armónicos de tensión medidos por el analizador y los simulados por Labview. En este caso la correlación lineal es de $R=1$ lo que significa que son idénticas, y un error medio cuadrático de $MSE=0.055$, que se traduce en unos valores en cada armónico simulado prácticamente igual a los reales.

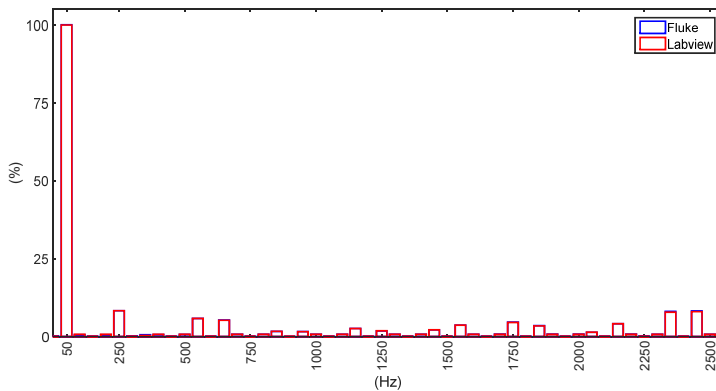


Figura 42 Armónicos de tensión simulados y medidos en el ensayo FMTC2 M15 con $R=1.00, MSE=0.055$.

Normalmente en la simulación de los armónicos de tensión se da el caso en el que la correlación lineal es igual a la unidad y un error medio cuadrático próximo a cero, excepto en una minoría de casos como es en el ensayo FMTC2 M21 con $R=0.9942$ y $MSE= 0.8919$, aun así siguen siendo válidos para los objetivos propuestos.

5.4 CONCLUSIONES

La presente plataforma ofrece una gran flexibilidad a la hora del diseño, simulación y ensayo de modulaciones por ancho de pulso, así como la modificación de los parámetros en tiempo real durante el ensayo.

De esta forma, durante el proceso experimental de toma de datos para el estudio de ruido asociado en máquinas eléctricas, se puede ensayar distintas técnicas modificando sus parámetros para obtener de esta forma una muestra significativa para observar de qué forma influyen dichos parámetros en el ruido emitido por el motor eléctrico.

También hay que tener en consideración la opción del trabajo offline gracias a la simulación, previo conocimiento de los parámetros del motor eléctrico a ensayar, dando una aproximación muy útil para el posterior ensayo y medición del ruido, otra funcionalidad que ayuda al trabajo offline, es el poder guardar modulaciones experimentales realizadas durante este proceso offline y recuperarlas posteriormente para su ensayo.

Por lo tanto esta plataforma que se presenta es de una inestimable ayuda para el estudio del ruido asociado y los efectos psicoacústicos en motores eléctricos

6 MODELO NEURONAL PARA LA ESTIMACIÓN DEL RUIDO Y DE LOS PARÁMETROS PSICOACUSTICOS PARA UN MOTOR DE INDUCCIÓN EN FUNCIÓN DE SUS PARÁMETROS ELÉCTRICOS.

RESUMEN

En este trabajo se presenta el modelo obtenido mediante redes neuronales para la estimación del ruido (nivel de presión sonora) y de los parámetros psicoacústicos (Loudness, Roughness y Sharpness) de un motor de inducción trifásico tipo Dalhandler, utilizando como entradas para el modelo los parámetros eléctricos de distorsión armónica en tensión e intensidad, el índice de modulación de la técnica que genera la señal de alimentación junto con el inversor de potencia y el número de polos del motor eléctrico de inducción trifásico.

Con este modelo se ha relacionado de forma experimental los parámetros eléctricos originados por la señal de alimentación de dichas técnicas y por el parámetro constructivo del número de polos del motor con los parámetros psicoacústicos y el nivel de presión sonora, dando lugar a una valiosa herramienta para el estudio del ruido y de los parámetros psicoacústicos originados en el motor de inducción trifásico estudiado.

6.1 INTRODUCCIÓN

En el estudio del ruido en motores eléctricos hay gran cantidad de trabajos que analizan los orígenes [11, 43, 65, 67], sus causas [24, 66] y las consecuencias de la existencia de estos. Todos ellos se han centrado tradicionalmente en la reducción del nivel de ruido generado por la máquina, siendo la hipótesis de partida, y errónea al mismo tiempo, que a menor ruido el oído humano percibía una menor molestia. Intuitivamente se puede predecir que el ruido originado por una herramienta o instrumento musical es más agradable que el originado por un accionamiento eléctrico en el ámbito industrial, ya sea una herramienta o máquina, ambas situaciones son evidentes, pero en el segundo caso donde la gran mayoría de accionamientos están ideados con motores eléctricos de inducción no es tan evidente.

El uso de los motores eléctricos de inducción en el ámbito industrial hizo un gran aporte a la modernización de esta, los cuales permitían una regulación más eficiente y económica gracias a la electrónica de potencia, una vez que los costes de la misma se abarataron. Los motores de inducción de jaula de ardilla suponen actualmente un 90% de los motores utilizados en el ámbito industrial y mediante el uso de inversores se consiguen regular y controlar modificando la frecuencia de la señal de alimentación.

Los inversores a su vez necesitan ser controlados mediante técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM) para generar la señal de alimentación. Existen una gran cantidad de técnicas de modulación [75], en las cuales la señal de alimentación que hacen generar en el inversor dependen de ciertos parámetros [42], y en función de los parámetros eléctricos que generen dichas señales de alimentación sobre el motor [8, 30, 55, 63] y de los parámetros constructivos de la máquina, se originará en ella un ruido [31, 34, 98].

En el apartado 4.2.3 se han estudiado técnicas de modulación de ancho de pulso que han sido creadas para reducir el ruido generado y mejorar

la calidad de la señal de alimentación [73, 74, 76, 91]. El objetivo fundamental de estas investigaciones fue encontrar los valores óptimos de los distintos parámetros de control de las técnicas de modulación para obtener los niveles de ruido y de parámetros psicoacústicos lo más favorables posibles.

Para la caracterización del ruido se han desarrollado en los últimos años varios parámetros de calidad sonora [21, 22], así como su aplicación en el estudio de la calidad sonora [95], siendo de utilidad según la naturaleza de los ruidos a analizar, de los parámetros desarrollados no todos han sido estandarizados. Uno de los más comunes es el loudness que es una medida subjetiva estandarizada de la intensidad con la que el oído humano percibe de un sonido y su cálculo está recogido en la norma [37]. El roughness es otro parámetro utilizado sobre todo en motores y cuantifica el nivel de molestia que percibe el oído debido a fluctuaciones rápidas, siendo este nivel máximo cuando se modula un sonido a 70 Hz. Por último el Sharpness es una medida del contenido de alta frecuencia de un sonido, este parámetro no está normalizado luego su cálculo es posible de distintas formas.

El objetivo de este trabajo ha sido la obtención de un modelo de predicción de ruido junto con los parámetros psicoacústicos y debido a la naturaleza no lineal y en este sentido, las redes neuronales artificiales son un método computacional más eficiente. Están inspiradas en la estructura del cerebro humano y se han considerado como una potente alternativa para la resolución de problemas no lineales gracias a su principal característica de aprendizaje o entrenamiento para encontrar la solución más óptima a complejos problemas no lineales [45, 80, 82, 86]. Por tanto, en esta investigación se han desarrollado varios modelos basados en RNA para la predicción de la calidad del sonido basándose en parámetros constructivos y eléctricos de un motor eléctrico.

6.2 MATERIALES Y MÉTODOS

6.2.1 Parámetros de calidad acústica

Los parámetros de calidad acústica fueron desarrollados para cuantificar como de agradable o desagradable es un determinado sonido y el estudio de estos constituye a la psicoacústica. Los parámetros psicoacústicos utilizados en este trabajo son el “Loudness”, “Roughness” y “Sharpness”, de los cuales solo el primero esta estandarizado [37]. Para más información ver apartados 3.2.1, 3.2.2 y 3.2.3.

6.2.2 Técnicas PWM

Las técnicas de modulación utilizadas para la realización de los ensayos han sido estudiadas en trabajos previos, estas son HIPWM-FMTC [61], SLPWM [91] y HIPWM-FMTC2 [74]. Cada una de ellas tiene unos objetivos y unos parámetros de modulación propios. El objetivo perseguido por la técnica HIPWM-FMTC es la de conseguir una buena calidad de onda en términos de distorsión armónica, la técnica SLPWM consigue una buena calidad de onda pero con índices de modulación menores y la tercera técnica HIPWM-FMTC2 reduce el ruido que se origina en el motor eléctrico que alimenta mediante su señal. Para más información de las respectivas técnicas ver apartados 4.3.1, 4.3.2 y 4.3.3.

6.2.3 Descripción del set up del experimento

Para la realización de los ensayos utilizados en este trabajo y del procesamiento de los datos obtenidos de ellos se han utilizado equipos y software comerciales (Soundbook, Fluke 434, Inversor Semikron,...) y equipos propios desarrollados e implementados en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Córdoba, utilizando para ello hardware/software libre en los casos en los que ha sido posible (plataforma Arduino) y software comercial (Matlab 2015, FlukeView, Labview 2009,...) para el tratamiento de los datos y la creación de aplicaciones auxiliares.

El motor utilizado en los ensayos es de trifásico de inducción con jaula de ardilla tipo Dahlander para poder seleccionar el número de polos, modificando la velocidad de giro de este sin modificar los parámetros constructivos. Para más información ver apartado 4.2.2.1.

Los ensayos serán realizados en el interior de una cámara semianecoica, cumpliendo esta con la norma ISO 3745 para frecuencias de entre 100 Hz a 10 kHz, con el fin de evitar interferencias en las medidas del sonido emitido por el motor. A los ensayos se le aplicará el protocolo de ensayo ISO 1680 para máquinas eléctricas rotativas. Para más información ver apartado 4.2.2.2

Los componentes del equipo de medida acústico son:

- Analizador multicanal SINUS SOUNDBOOK integrado en un PC Panasonic CF-18 TOUGHBOOK (Figura 6). Consiste en un equipo de medida y análisis acústicos de hasta 8 canales de medición de alta resolución de 20 bits. Sus especificaciones técnicas se pueden ver en la Tabla 6.
- Software SAMURAI Versión 1.7.14 © 2005 SINUS Messtechnik GmbH, utilizado en equipos SINUS SOUNDBOOK y analizadores HARMONIE.
- Set de micrófonos pre-amplificados modelo G.R.A.S. 46AE de la marca Sound & Vibration A/S. Éste set está compuesto por el

micrófono modelo G.R.A.S. 40AE y el pre-amplificador G.R.A.S. 26CA.

- Calibrador acústico modelo 4231 del fabricante Brüel & Kjaer (Figura 9). La frecuencia de calibración es de 1000 Hz y una presión sonora de 94 ± 0.2 dB, también dispone de una segunda señal de calibración a la misma frecuencia pero con una presión sonora de 120 ± 0.2 dB.

Para más información sobre los componentes del equipo de medida acústicos ver apartado 4.2.2.3.

El equipo de potencia es un inversor SEMIKRON SEMITECH modelo SKM 50 GB 123D (Figura 23), con unos valores máximos de trabajo de 400 V, 30 A y una frecuencia e conmutación de 20 kHz. Está compuesto por un puente trifásico rectificador de onda completa modelo B6U de Semikron y un puente de IGBTs trifásico modelo B6CI de Semikron. Para más información ver apartado 4.2.2.4.

El instrumento utilizado para la toma de medidas eléctricas es un 435-Serie II del fabricante FLUKE, dispone de 4 entradas de tensión con unos rangos de medida de 1-1000 Vrms (AC/CC) fase a neutro, resolución de 0.01 V, y 4 entradas de corriente, con la pinza amperimétrica i5 de FLUKE con un rango de medida de 10 mA – 6 A (AC/DC), con 256 muestras por ciclo capturadas en cada entrada. Grupos de armónicos e interarmónicos de 1 a 50, de acuerdo con la norma IEC 61000-4-7. Para más información ver apartado 4.2.2.5

El equipo de control será el encargado de controlar el inversor, cargar los vectores de control desde la aplicación y aplicar las señales de disparo de las distintas técnicas a ensayar. Éste está compuesto por un microcontrolador Atmega328-PU montado en una placa de prototipado Arduino UNO, un circuito opto-acoplador compuesto por los integrados 4n35 y el software para la generación y control de las técnicas PWM creado en el lenguaje gráfico de programación Labview 2009 de National Instrument. Para más información sobre el equipo de control ver el apartado 4.2.2.6.

Para obtener una muestra representativa se han escogido unos valores para cada parámetro de las distintas técnicas PWM dentro de los márgenes posibles que permite cada una de ellas para los distintos valores del índice de modulación $M = 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19$ y 21 , el número de polos también es considerado en los ensayos tomando valores de $p = 2, 4, 6$ y 12 para cada técnica PWM, índice de modulación y valores de los parámetros de control de estas.

Los valores elegidos para los parámetros de control para la técnica SLPWM se muestran en la Tabla 20, estos parámetros de control son explicados en el apartado 6.3.2 donde se describe la técnica. Cada una de estas combinaciones se utilizarán para $p = 2, 4, 6$ y 12 .

Tabla 20 Valores del parámetro de control 'k' de la técnica SLPWM

M	Parámetro k (SLPWM)
5	-0.74, -0.84, -0.94, -1.04, -1.14, -1.24, -1.34, -1.44, -1.54, -1.64, -1.74
7	1.24, 1.34, 1.44, 1.54, 1.64, 1.74, 1.84, 1.94, 2.04, 2.14, 2.24
9	-2.74, -2.64, -2.54, -2.44, -2.34, -2.24, -2.14, -2.04, -1.94, -1.84, -1.75
11	2.25, 2.35, 2.45, 2.55, 2.65, 2.75, 2.85, 2.95, 3.05, 3.15, 3.24
13	-3.74, -3.64, -3.54, -3.44, -3.34, -3.24, -3.14, -3.04, -2.94, -2.84, -2.75
15	3.25, 3.35, 3.45, 3.55, 3.65, 3.75, 3.85, 3.95, 4.05, 4.15, 4.24
17	-4.74, -4.64, -4.54, -4.44, -4.34, -4.24, -4.14, -4.04, -3.94, -3.84, -3.75
19	4.25, 4.35, 4.45, 4.55, 4.65, 4.75, 4.85, 4.95, 5.05, 5.15, 5.24
21	-5.74, -5.64, -5.54, -5.44, -5.34, -5.24, -5.14, -5.04, -4.94, -4.84, -4.75

Los parámetros de control de la técnica HIPWM-FMTC son k_c y f_c , descritos en el apartado 4.2.3.1. Las combinaciones de los parámetros de control de la técnica de modulación han sido seleccionados para obtener un valor de M específico (5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19 y 21), en la Tabla 21 se puede ver los valores máximos y mínimos de k_c y f_c , así como

sus incrementos y el número de ensayos realizados para un determinado valor del índice de modulación M . Con estas combinaciones junto con los distintos valores del número de polos $p=2, 4, 6$ y 12 .

Tabla 21 Parámetros de control para la técnica de modulación HIPWM-FMTC.

M	k_c (min.-max.)	f_c (min.-max.)	Δk_c	Δf_c	Nº ensayos
5	0-10	5-10	0.25	0.125	41
7	0-14	7-14	0.25	0.125	57
9	0-18	9-18	0.3	0.15	61
11	0-22	11-22	0.35	0.175	64
13	0-26	13-26	0.5	0.25	53
15	0-30	15-30	0.5	0.25	61
17	0-34	17-34	0.5	0.25	69
19	0-38	19-38	0.5	0.25	77
21	0-42	21-42	0.5	0.25	85

En la técnica de modulación HIPWM-FMTC2 el parámetro de control es el ángulo α , visto en el apartado 4.2.3.3, variando entre 17° y 45° , con un incremento de 1° . El número de ensayos por valor de M es igual a 29, teniendo 9 posibles combinaciones en función de M y cuatro en función del número de polos.

Todos los ensayos se realizaron en el interior de la cámara semianecoica descrita anteriormente en el apartado 4.2.2.2. Los micrófonos se fijaron cada uno de ellos en un trípode en la dirección del centro de la envolvente del motor. El motor se alimentará a través del inversor modulado por las distintas técnicas PWM seleccionadas para una frecuencia de 50 Hz para todos los ensayos, para evitar los fenómenos de la saturación magnética del motor, todas las medidas se efectuaron para valores de tensión inferiores al 80% del valor nominal de la máquina.

En la Figura 25 se observan todos los elementos utilizados para la realización y toma de datos de los ensayos. El protocolo de ensayo comienza por la calibración de los micrófonos mediante el calibrador

acústico modelo 4231 del fabricante Brüel & Kjaer. En este se insertan los micrófonos uno a uno y mediante el software SAMURAI instalado en el equipo de medida acústico Sinus Soundbook se realiza la calibración de cada micrófono de forma automática. La calibración de micrófonos y la comprobación de las distancias de los micrófonos al motor, así como la posición del motor dentro de la cámara semianecoica se realizaron en cada sesión de toma de datos.

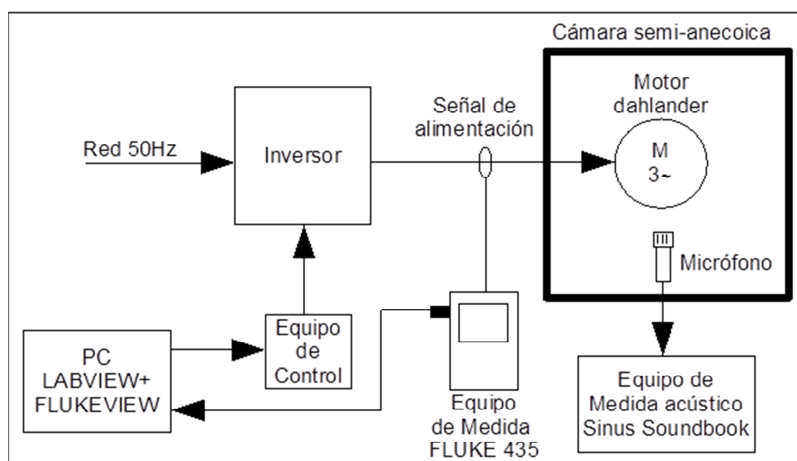


Figura 25 Conexión de los elementos utilizados para los ensayos.

Una vez calibrados los micrófonos se procede ejecutar las distintas aplicaciones software, la aplicación de Labview para la generación de la señal de control, el software Flukeview para la captura de datos del equipo de medida al PC y el software SAMURAI para la captura del sonido recogido por los micrófonos. El siguiente paso es conectar la fuente de alimentación regulable comprobando que la tensión a su salida es de 15 V, necesaria para la alimentación y control de los drivers del inversor.

Se comprueba que la conexión del número de polos del motor es la correcta para el ensayo que se va a realizar, alimentamos el inversor mediante la red, seleccionamos el ensayo a realizar en la aplicación de Labview (técnica PWM y el valor de sus parámetros) y ejecutamos el ensayo. El motor comenzará a girar, después de observar en el equipo de medida FLUKE 435 que los armónicos de intensidad están

estabilizados se procederá a grabar de forma simultanea las medidas de los micrófonos durante 10 segundos y del equipo de medida FLUKE 435, según el protocolo [47].

Tras la realización de un ensayo se puede realizar otro cambiando el ensayo en la aplicación de Labview, esperando a que se estabilicen los armónicos de corriente y se vuelven a grabar las medidas. En el caso de no querer realizar más ensayos, se detendrá la señal de control desde la aplicación de Labview y se desconectará la alimentación del inversor de la red y el resto de elementos.

6.2.4 Descripción del modelado

Para la fase de entrenamiento y modelado del modelo se dispone de un grupo de entrenamiento completo, compuesto de los datos de entrada y los de salida, siendo estos últimos la respuesta esperada por el modelo, por ello el entrenamiento puede clasificarse como supervisado.

Para el diseño de la red se deben tener en cuenta tres aspectos importantes, estos son el número de capas, el número de neuronas por capa y la función de activación. Múltiples autores han investigado sobre la arquitectura más óptima [13, 33], llegando a la conclusión de que las redes neuronales de una capa oculta con funciones de activación tipo tangente hiperbólica o sigmoideal van a ser predictores universales. La red perceptrón multicapa, también llamada MPL, es capaz de modelar relaciones funcionales simples y complejas, habiendo sido probada en multitud de aplicaciones [19, 80, 86].

Sin embargo, no hay estudios concluyentes sobre el número óptimo de neuronas por capa, por lo que de forma experimental mediante observaciones se han determinado su número. Otro aspecto a tener en cuenta es el algoritmo de aprendizaje, que para la aplicación de identificación de sistemas uno de los más usados es el método Levenberg-Marquardt [52, 54, 56]. El entrenamiento de la red se ha

llevado a cabo mediante la herramienta de Matlab 2015 Neural Fitting (nftool).

En un análisis de resultados previo de las respuestas obtenidas en las redes entrenadas, junto con los valores de correlación lineal, se ha optado por la estructura representada en la Figura 43, ya que el resultado obtenido en la salida de Roughness no era satisfactorio y la mejor correlación del Roughness era entre el nivel de presión sonora y el Sharpness, por lo que el modelo final está compuesto por dos modelos de redes neuronales.

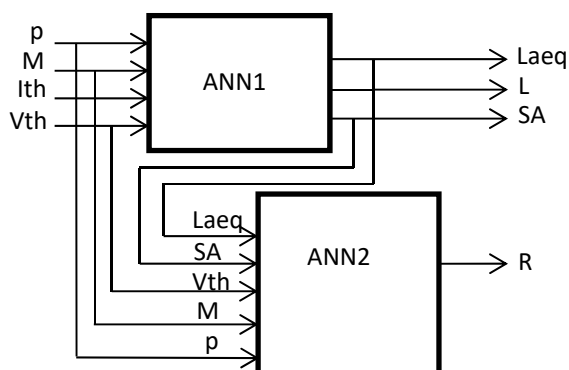


Figura 43 Esquema del modelo compuesto por las redes neuronales ANN1 Y ANN2.

Con la primera red neuronal ANN1 mediante los parámetros eléctricos del número de pares de polos (p), índice de modulación (M), distorsión armónica en tensión (V_{thd}) y distorsión armónica en intensidad (I_{thd}) obtenemos de la red ANN1 el nivel sonoro equivalente (L_{aeq}), el Loudness (L) y el Sharpness (SA). Con la segunda red ANN2 utilizando como entradas la distorsión armónica en tensión (V_{thd}), el número de pares de polos (p), índice de modulación (M), el nivel sonoro equivalente (L_{aeq}), y el Sharpness (SA), tal y como se muestra en la Figura 43 se obtiene el roughness como salida de la segunda red ANN2.

6.3 RESULTADOS Y DISCUSIÓN

6.3.1 Estudio de los datos obtenidos.

Este conjunto de datos se someterá a un estudio de correlación para comprobar la selección de variables de entrada y salida que se utilizarán en la obtención del modelo. Para la eliminación de outliers debidos a medidas atípicas o eventos aleatorios durante las medidas, se utilizó diagramas de caja (box plot). Gracias a esta herramienta de estadística descriptiva, fue posible ver la dispersión de los datos con la mediana, los percentiles 25 y 75, y los valores máximos y mínimos.

Para el estudio de correlación entre las distintas variables obtenidas en los ensayos se ha utilizado el coeficiente de correlación de Pearson, obteniendo los resultados que se muestran en la Tabla 22, y puede observarse la correlación obtenida entre las distintas entradas y salidas.

Tabla 22 Coeficientes de correlación lineal de Pearson de las distintas variables.

	Laeq	L	R	SA
Vthd	0.761	0.596	-0.745	-0.748
lthd	0.529	0.486	-0.408	-0.408
p	-0.719	0.31	-0.634	-0.640
M	-0.636	0.645	-0.616	-0.600
Leq	1	-0.415	-0.973	-0.956
SA	-0.956	0.478	0.980	1

Para la salida *Laeq* la correlación entre la distorsión armónica en tensión e intensidad es positiva, a más distorsión armónica de tensión e intensidad mayor será el valor de *Laeq*, y también se pone de manifiesto que la correlación *Vthd-Laeq* es algo mayor que *lthd-Laeq*, luego tendrá un peso mayor la primera en el valor de *Laeq*. Los valores de correlación de *Laeq* respecto al número de polos *p* y el índice de modulación *M* son negativos, esto significa que a mayor valor de *p* y *M* el valor de *Laeq* será menor. Se puede deducir de la correlación entre la salida *Laeq* y las entradas que a mayor índice de modulación *M* los valores de *Vthd* y *lthd* serán menores y el mayor número de polos también será una consecuencia de un valor de *lthd* menor.

Se puede observar que para todas las entradas consideradas respecto a la salida L_{aeq} , se prevé un buen comportamiento del modelo de predicción para dicha salida.

En la correlación del loudness (L) respecto a las entradas se puede observar que los valores más próximos a 1 son para el índice de modulación y la distorsión armónica en tensión. En este caso las correlaciones entre la salida de Loudness y las entradas son positivas, luego a mayores valores en las entradas, mayor será el valor de Loudness.

Teniendo en cuenta la relación existente entre V_{thd} y M , a mayor índice de modulación menor distorsión armónica, y con la correlación antes mencionada con L se puede deducir que el parámetro de entrada dominante será el índice de modulación M , ya que a mayor M menor V_{thd} pudiendo predecir de ésta manera un incremento del loudness debido al aumento del índice de modulación, y un decremento debido a la disminución de la distorsión armónica en tensión.

Respecto a la correlación de las otras dos entradas I_{thd} y p , mencionar que la distorsión armónica en intensidad tiene un valor de correlación más alto en la salida L .

Para concluir, observando la correlación del Loudness según los datos mostrados en la Tabla 22 se puede prever que se obtendrá un comportamiento no tan bueno en la predicción de dicho parámetro que en el resto de salidas, aunque no por ello el modelo no será válido para el objetivo del estudio.

Los valores de correlación de las entradas respecto a las salidas de Roughness (R) y Sharpness (SA) son muy parecidos, todos ellos tienen una correlación negativa y valores similares para las distintas salidas. En estos dos casos la correlación más próxima a -1 es para la distorsión armónica en tensión y para el número de polos. Si se incrementa el valor de M , V_{thd} disminuye luego el aporte a ambas salidas aumentará debido a la reducción V_{thd} pero disminuirá por parte del incremento de M . La entrada p también tiene un aporte considerable a las salidas,

siendo los valores de Roughness y Sharpness menores a mayor número de polos, y por último la entrada de distorsión armónica en intensidad tiene un valor relativamente bajo, luego el aporte a las salidas del modelo será menos representativo, por lo que se puede estimar un buen comportamiento del modelo respecto a las salidas de Roughness y Sharpness.

Como se verá posteriormente, la predicción del Roughness no será satisfactoria utilizando las entradas anteriormente descritas. Se puede observar que existe una alta correlación lineal entre el Roughness y los parámetros *Laeq* (-0.973) y *SA* (0.980), y utilizando para un modelo de predicción de roughness las entradas de *Vthd*, *Laeq* y *SA* el resultado obtenido es altamente satisfactorio.

En las Figuras 44, 45 y 46 se puede observar la distribución de los datos obtenidos en los ensayos para cada técnica de modulación.

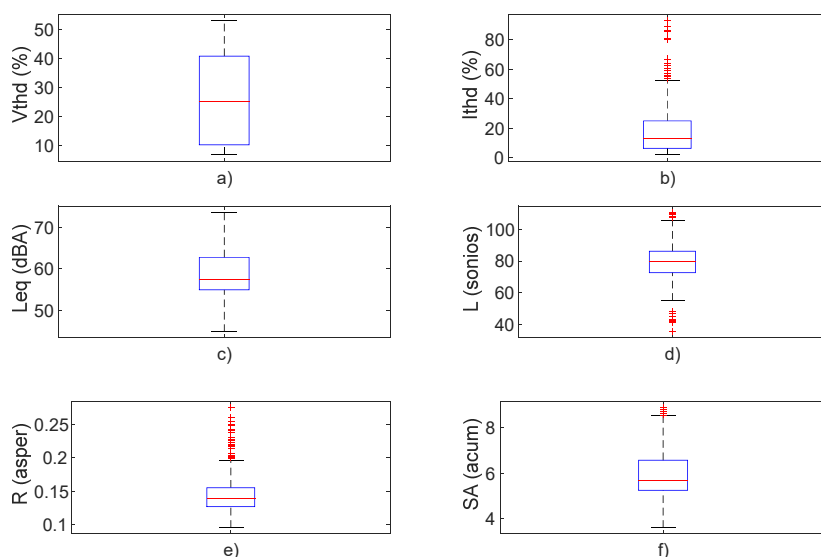


Figura 44 Estudio de outliers para $\sigma = 1.5$ para los datos obtenidos con los ensayos de la técnica SLPWM.

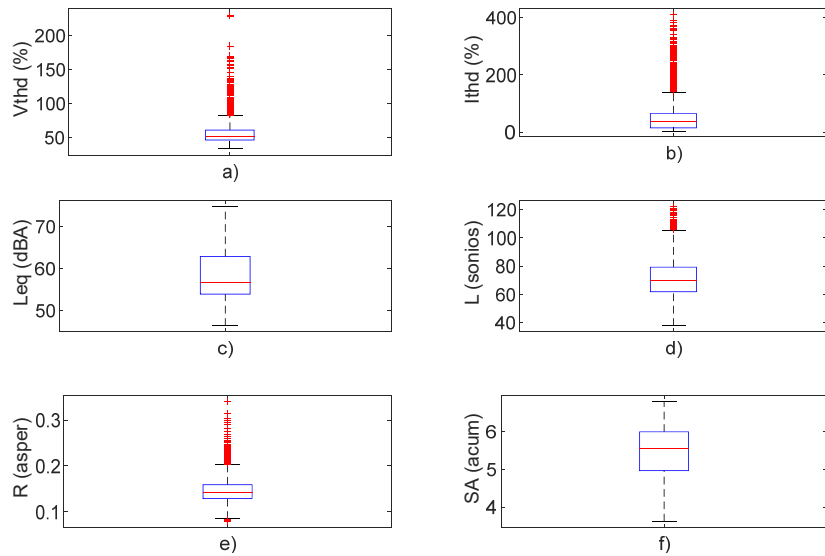


Figura 45 Estudio de outliers para $\sigma = 1.5$ para los datos obtenidos con los ensayos de la técnica HIPWM-FMTC.

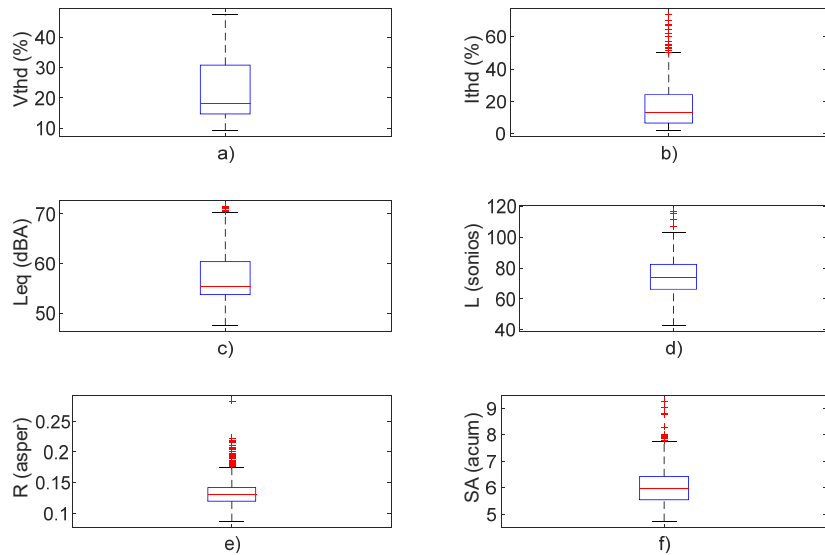


Figura 46 Estudio de outliers para $\sigma = 1.5$ para los datos obtenidos con los ensayos de la técnica HIPWM-FMTC2.

Si en un conjunto de valores se encuentra un outliers, se elimina todo el conjunto de datos aunque el resto de datos que componen el conjunto no sean considerados valores anómalos. Los valores fuera de los límites y considerados outliers pueden deberse a varias razones. La primera es a una anomalía en la medida a causa de eventos aleatorios o a fallos de medición, la segunda a que se han forzado las técnicas de modulación a valores extremos de sus parámetros de control y en sus índices de modulación, y como tercera opción a que ocurran los dos primeros a la vez. Una vez desechados los valores anómalos u outliers, quedan para la identificación del modelo 3040 conjuntos de datos.

6.3.2 Modelos obtenidos

Como se describió en el apartado 6.2.4 el modelo de red neuronal será de una capa y se entrenará con el algoritmo Levenberg-Marquadt [54], quedando por concretar el número de neuronas de dicha capa. Para ello se ha entrenado 30 veces la red neuronal configurada con distintos valores de neuronas en intervalos de 10 neuronas y realizando la media del error medio cuadrático (MSE) y de la correlación lineal (R). Para la elección del número de neuronas de la capa de la red se han observado los valores medios obtenidos y se ha elegido el número de estas en función de la mejora de la respuesta de la red, ya que a partir de un número de neuronas la mejora no es significativa.

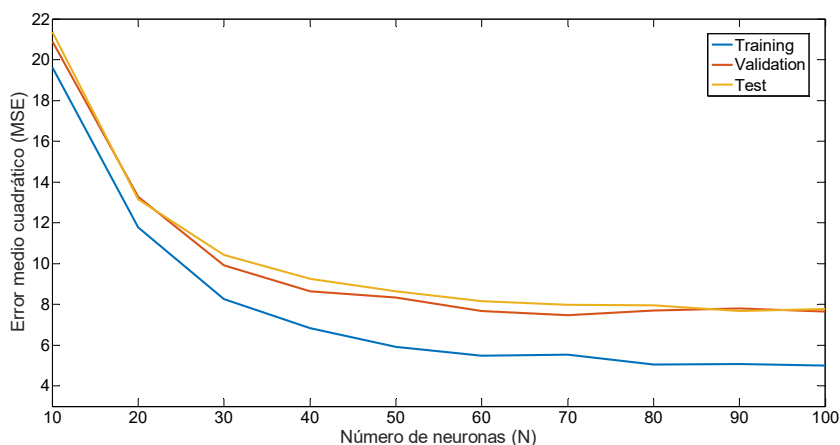


Figura 47 Error medio cuadrático de la red ANN1 para distintos números de neuronas.

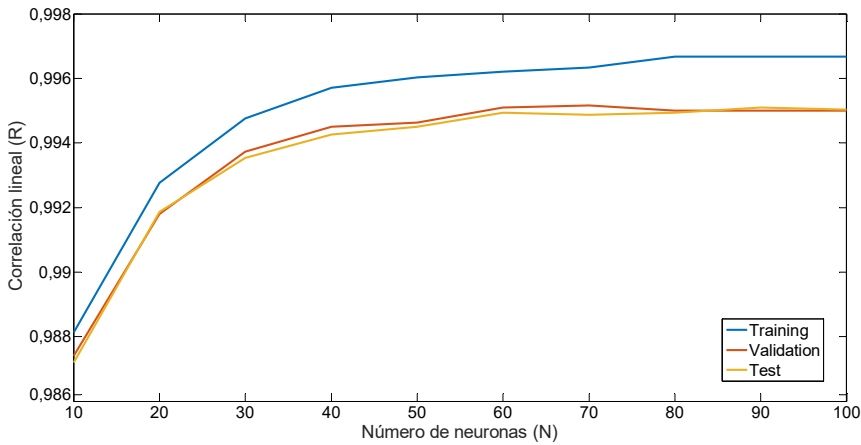


Figura 48 Correlación lineal de la red ANN1 para distintos números de neuronas.

En las Figuras 47 y 48 se puede observar que a partir de 80 neuronas la mejora no es significativa, luego la elección del número de neuronas para la capa de la red es de 80. Una vez elegidas el número de neuronas y tras el entrenamiento, se puede ver en la Tabla 23 los valores obtenidos de error medio cuadrático y correlación lineal.

Tabla 23 Valores de error medio cuadrático y correlación lineal de la red ANN1.

	MSE	R
Training	4.902	0.9971
Validation	5.315	0.9968
Test	4.904	0.9971

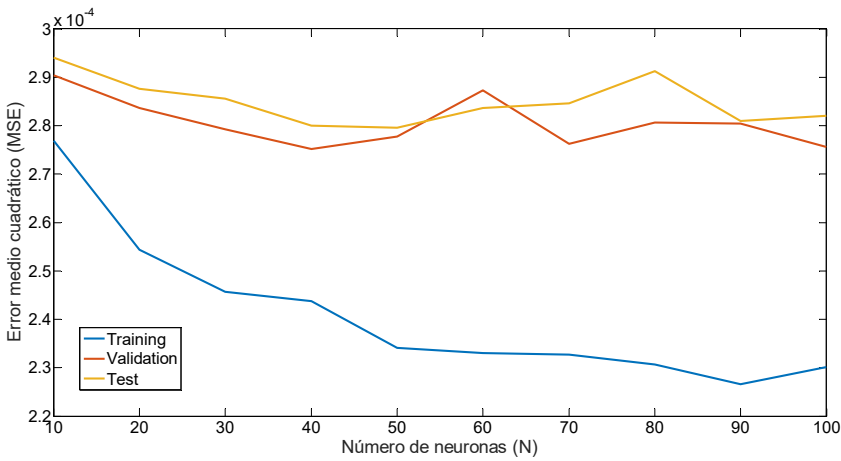


Figura 49 Error medio cuadrático de la red ANN2 para distintos números de neuronas.

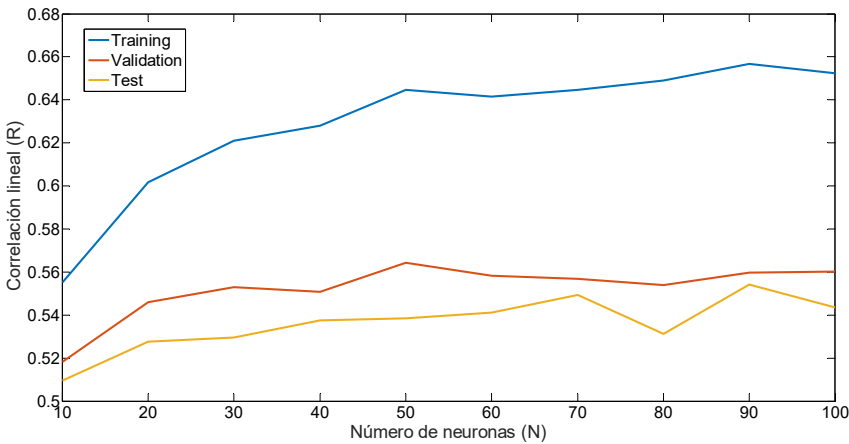


Figura 50 Correlación lineal de la red ANN2 para distintos números de neuronas.

Siguiendo el mismo procedimiento que para la red ANN1, para el modelo ANN2 se ha seleccionado un número de neuronas de 90 obteniéndose unos valores de error medio cuadrático y correlación lineal mostrados en la Tabla 24 y en las Figuras 49 y 50.

Tabla 24 Valores de error medio cuadrático y correlación lineal de la red ANN2.

	MSE	R
Training	2.222×10^{-4}	0.6677
Validation	2.558×10^{-4}	0.612
Test	2.394×10^{-4}	0.6206

Una vez seleccionadas el número de neuronas de cada red se puede conformar el modelo final y comprobar las salidas generadas por el modelo y las reales. En las Figuras 51, 52, 53 y 54 pueden verse los resultados obtenidos por el modelo.

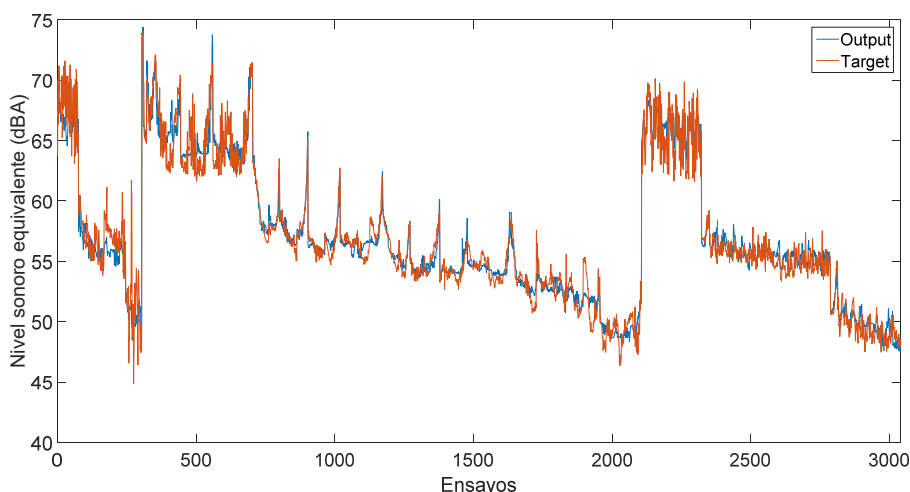


Figura 51 Nivel sonoro equivalente (Laeq) calculado por el modelo y la salida real.

En la Figura 51 puede apreciarse que la salida de nivel sonoro del modelo ANN1 (ver apartado 6.2.4) es similar a la señal original en todos los valores de la gráfica, luego se podrá predecir o estimar con un alto grado de acierto los valores de *Laeq* utilizando los valores eléctricos de distorsión armónica en tensión e intensidad, el número de polos de la máquinas y el índice de modulación de la técnica PWM. Todo ello era de esperar debido a los resultados vistos en la Tabla 23 con unos altos valores de correlación.

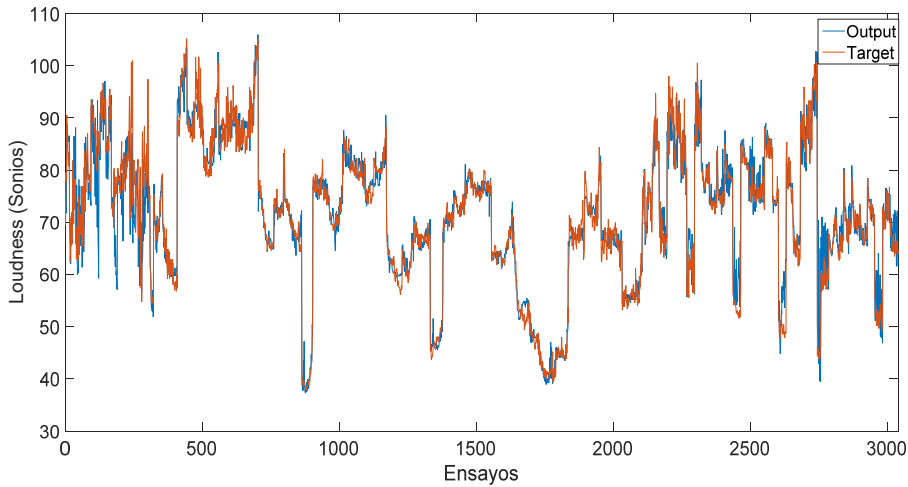


Figura 52 Loudness (L) calculado por el modelo y la salida real.

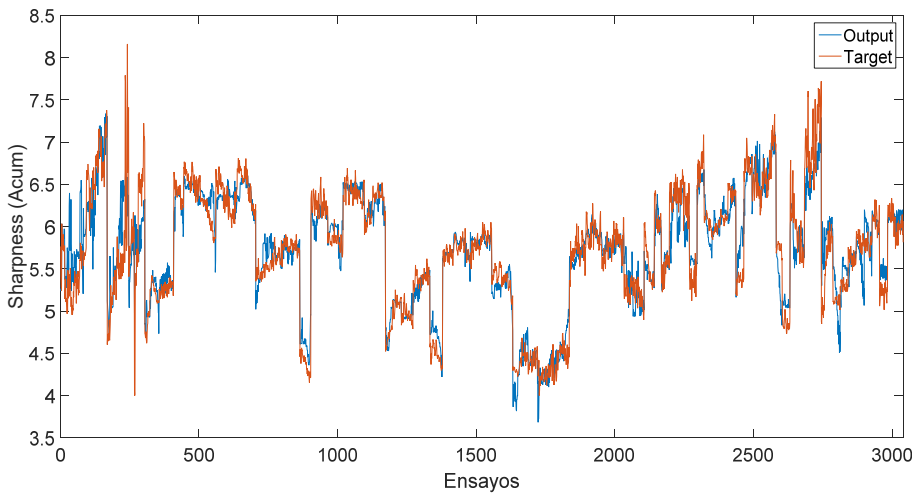


Figura 53 Sharpness (SA) calculado por el modelo y la salida real.

Las Figuras 52 y 53 son los resultados del modelo ANN1 (ver apartado 6.2.4) de las salidas L y SA . En ambas se puede observar, al igual que en la Figura 51, una alta correlación entre la señal estimada y la original. Las tres salidas del modelo neuronal ANN1 puede afirmarse que pueden estimarse con un gran índice de acierto.

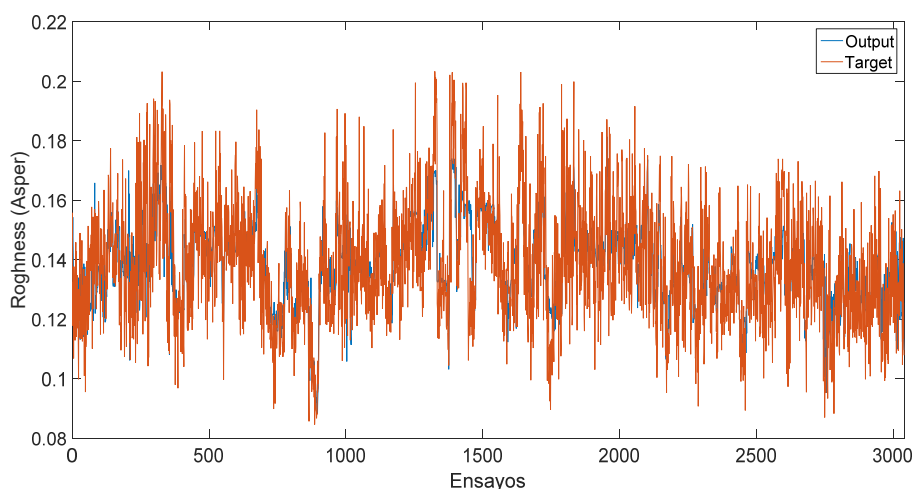


Figura 54 Roughness (R) calculado por el modelo y la salida real.

La respuesta del segundo modelo neuronal *ANN2* puede observarse en la Figura 54. Se aprecia que el acierto entre la salida del modelo no es tan bueno como en el caso del modelo *ANN1*, esto es debido a que la correlación obtenida en el modelo *ANN2* (Tabla 24) es algo menor que la obtenida en el modelo *ANN1* (Tabla 23).

6.4 CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos por el modelo son satisfactorios para la predicción de los parámetros acústicos y psicoacústicos a partir de los datos eléctricos del motor. Los parámetros de nivel sonoro equivalente, Loudness y Sharpness tienen una alta correlación y se ajustan a la salida real, y el roughness es el parámetro con menor correlación, aun así el error medio cuadrático es lo suficientemente pequeño para no desestimarlos.

Se ha conseguido dentro de las bondades del modelo, predecir el comportamiento acústico y psicoacústico de un motor asíncrono trifásico de jaula de ardilla tipo Dahlander en función de los parámetros

eléctricos de la propia máquina y de la señal generada por la técnica de modulación

7 CONCLUSIONES

A lo expuesto en esta tesis, se puede concluir con el trabajo desarrollado que se han abordado los siguientes puntos.

- Habiendo utilizado criterios psicoacústicos (specific loudness, total Loudness y total Roughness) para el estudio de la calidad sonora del ruido emitido por un motor eléctrico de inducción trifásico Dahlander de cuatro velocidades, alimentado por las señales generadas por técnicas de modulación de ancho de pulso, las cuales se estudiaron previamente en términos de nivel de emisión acústica. Se ha demostrado que el nivel de presión sonora y la calidad acústica en un motor de inducción trifásico no tienen por qué ser coincidentes para una determinada combinación de parámetros.
- De las técnicas ensayadas, la que dio mejor resultado en términos psicoacústicos es la HIPWM-FMTC la cual se ideó para una mejor distorsión armónica, la segunda con mejor resultados es la técnica SLPWM, la cual perseguía reducir el calentamiento de la electrónica de potencia asociada, y por último la técnica HIPWM-FMTC2, la cual tenía por objetivo reducir la emisión de ruido acústico en términos de nivel de presión sonora.
- Se ha creado una herramienta propia adaptada a las necesidades de la presente investigación, la cual ha facilitado los ensayos reduciendo el tiempo utilizado de manera muy significativa, también permitiendo el diseño e implementación de técnicas de modulación de ancho de pulso y la simulación del comportamiento eléctrico del motor a ensayar.
- Gracias a la cantidad de ensayos facilitados por la herramienta presentada en el Capítulo 5, se ha conseguido mediante la identificación por redes neuronales artificiales un modelo general de predicción de ruido y parámetros psicoacústicos en función de los parámetros eléctricos del conjunto inversor-

motor-técnica PWM de forma satisfactoria. Este hecho es de gran importancia ya que abre una gran cantidad de posibilidades para continuar la investigación.

Como conclusión general se han conseguido los objetivos propuestos en el Capítulo 2 y gracias al aporte realizado en el Capítulo 6 del modelo de predicción de ruido y parámetros psicoacústicos se presentan unas amplias opciones de líneas futuras de investigación que se comentará en el siguiente Capítulo 8.

8 TRABAJOS FUTUROS

Para futuras líneas de investigación se proponen los siguientes puntos:

- Estudio del comportamiento psicoacústico de un motor de inducción trifásico durante el arranque y comprobar en qué medida afecta al ruido y si es posible reducirlo durante el intervalo de tiempo en el que transcurre el arranque hasta que llegue a su estado estacionario.
- Verificar la validez del modelo de predicción de ruido en el régimen transitorio del funcionamiento del motor, y en caso negativo buscar un modelo alternativo.
- Mejorar el modelo de predicción de ruido en vistas a utilizarlos con más técnicas de modulación de ancho de pulso de forma que tenga un carácter más general.
- Implementar en la herramienta de ensayos el modelo de predicción de ruido para conseguir predecir de forma simultánea el comportamiento eléctrico del motor y el comportamiento acústico y psicoacústico.
- Estudio paralelo de otros motores utilizados en el ámbito industrial y doméstico siguiendo las mismas líneas de actuación que en la presente investigación.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] R. D. 1316/1989, "Sobre protección de los trabajadores/as frente a los riesgos derivados de la exposición al ruido durante el trabajo," ed, 2006.
- [2] N. V. Astakhov, *Magnetic Vibration of Asynchronous Motors*. Stinca: Kisiniev, 1985.
- [3] B.O.E., "Convenio nº148 de O.I.T. sobre el medio ambiente de trabajo (contaminación del aire, ruido y vibraciones)," ed, 1980.
- [4] R. Belmans, *et al.*, "ANALYSIS OF THE AUDIBLE NOISE OF THREE PHASE SQUIRREL CAGE INDUCTION MOTORS SUPPLIED BY INVERTERS," pp. 870-875, 1986.
- [5] J. L. Besnerais, *et al.*, "Acoustic noise of electromagnetic origin in a fractional-slot induction machine," *COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 27, pp. 1033-1052, 2008.
- [6] A. C. Binojkumar, *et al.*, "Experimental investigation on the effect of advanced bus-clamping pulsewidth modulation on motor acoustic noise," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 433-439, 2013.
- [7] F. Bonnardot, *et al.*, "Detection of bearing damage using stator current, and voltage to cancel electrical noise," *Eurasip Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2011, 2011.
- [8] A. H. Bonnett, "Analysis of the impact of pulse-width modulated inverter voltage waveforms on A.C. induction motors," in *IAS*, pp. 68-75, 1994.
- [9] J. F. Brudny and J. P. Lecoite, "Rotor design for reducing the switching magnetic noise of AC electrical machine variable-speed drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 5112-5120, 2011.
- [10] A. Camacho, *et al.*, "Exploring roughness perception in car engine noises through complex cepstrum analysis," *Acta Acustica united with Acustica*, vol. 94, pp. 120-140, 2008.
- [11] B. Cassoret, *et al.*, "Influence of the pole number on the magnetic noise of electrical AC machines," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 33, pp. 83-97, 2011.

- [12] A. Cichowski, *et al.*, "Shaping the SPL Spectra of the Acoustic Noise Emitted by Inverter-Fed Induction Motors," pp. 2923-2928, 2003.
- [13] G. Cybenko, "Aproximation by superpositions of sigmoidal function," *G. Math. Control Signal* vol. 2, pp. 303-314, Dec 1989.
- [14] S. Chaithongsuk, *et al.*, "Optimal design of permanent magnet motors to improve field-weakening performances in variable speed drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2484-2494, 2012.
- [15] Y. C. Chen, *et al.*, "A thin light flexible electromechanically actuated electret-based loudspeaker for automotive applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 4140-4147, 2012.
- [16] P. Daniel and R. Weber, "Psychoacoustic roughness: implementation of an optimized model," *Acustica*, vol. 83, pp. 113-123, (1997).
- [17] J. Datta, *et al.*, "Remote monitoring of different electrical parameters of multi-machine system using PC," *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, vol. 45, pp. 118-125, 2012.
- [18] L. P. R. de Oliveira, *et al.*, "Active sound quality control of engine induced cavity noise," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 23, pp. 476-488, 2009.
- [19] H. Demuth and M. Beale, "Neural Network Toolbox: For use with Matlab," *The MathWorks Inc., Natick*, 1993.
- [20] H. B. Ertan and N. B. Şimşir, "Comparison of PWM and PFM induction drives regarding audible noise and vibration for household applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, pp. 1621-1628, 2004.
- [21] H. Fastl, "The Psychoacoustics of Sound-Quality Evaluation," *Acustica*, vol. 83, pp. 754-764, 1997.
- [22] H. Fastl and E. Zwicker, *Psychoacoustics: Facts and models*: Springer Berlin Heidelberg, 2007.
- [23] W. R. Finley, "Noise in induction-motors – causes and treatments industry applications society.," *37th Annual Petroleum and Chemical Industry Conference: Record of Conference Paper*, pp. 55-63, (1990).
- [24] W. R. Finley, "Noise in induction motors-Causes and treatments," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, pp. 1204-1213, Nov/Dec 1991.

- [25] M. Furlan, *et al.*, "A coupled electromagnetic-mechanical-acoustic model of a DC electric motor," *COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 22, pp. 1155-1165, 2003.
- [26] S. Garcia-Otero and M. Devaney, "Minimization of acoustic noise in variable speed induction motors using a modified PWM drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, pp. 111-115, 1994.
- [27] J. F. Gieras, *Noise of Polyphase Electric Motors*. Boca Raton: CRC Press, 2006.
- [28] S. Guthridge, *et al.*, "Acoustic noise cancellation by phase alignment of cooling fans," pp. 131-135, 2007.
- [29] T. G. Habetler and D. M. Divan, "Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, pp. 356-363, 1991.
- [30] V. Hamata, "Influence of converter supply upon noise of induction motors," *Acta Technica CSAV (Ceskoslovensk Akademie Ved)*, vol. 28, pp. 589-594, 1983.
- [31] N. Hashemi, *et al.*, "Acoustic noise reduction for an inverter-fed three-phase induction motor," in *IAS*, pp. 2030-2035, 2004.
- [32] B. Heller, *Harmonic Field Effects in Induction Machines*. Prague: Czechoslovak Academy of Sciences, 1977.
- [33] K. Hornik, *et al.*, "Multilayer Feedforward Networks are Universal Aproximators," *Neural Networks*, vol. 2, pp. 359-366, March 1989.
- [34] A. Hubert and G. Friedrich, "Influence of power converter on induction motor acoustic noise: Interaction between control strategy and mechanical structure," *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, vol. 149, pp. 93-100, Mar 2002.
- [35] J. Hur, *et al.*, "Vibration reduction of IPM-type BLDC motor using negative third harmonic elimination method of air-gap flux density," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 1300-1309, 2011.
- [36] IRANOR, "NORMA UNE 74-014-78 Método de cálculo del nivel de sonoridad," ed, 1978.
- [37] ISO_532:1975, "Acoustic -Methods for calculating loudness level," 1975.

- [38] H. Jordan, *Geräuscharme Elektromotoren*. Essen: Verlag W. Girardet, 1950.
- [39] D. Karkosiński, "Computational investigations of acoustic radiation from end shields of small-power electrical motor," *Archives of Electrical Engineering*, vol. 56, pp. 265-277, 2007.
- [40] H. M. Kelk, *et al.*, "Modeling and analysis of cage induction motors under rotor misalignment and air gap eccentricity," pp. 1324-1328, 2005.
- [41] K. S. Kim, *et al.*, "Shaping the spectra of the acoustic noise emitted by three-phase inverter drives based on the new hybrid random PWM technique," 2006.
- [42] R. L. Kirlin, *et al.*, "Analysis of power and power spectral density in PWM inverters with randomized switching frequency," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, pp. 486-499, Apr 2002.
- [43] T. Kobayashi, *et al.*, "Effects of slot combination on acoustic noise from induction motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, pp. 2101-2104, 1997.
- [44] G. Kron, *Induction motor slot combination*. New York: AIEE, 1931.
- [45] R. Kumar, *et al.*, "Identification and control of PMSM using ANN," *Journal of the Institution of Engineers (India): Electrical Engineering Division*, vol. 90, pp. 20-25, 2009.
- [46] S. Kwasnicki, *Magnetic Noise of Cage Induction Motors*. Katowice: BO-BREME Komel, 1998.
- [47] F. R. Lara, "Establecimiento de un protocolo de ensayos normalizado para el estudio del ruido aéreo emitido por máquinas eléctricas rotativas," presented at the CHLIE Marbella (España), 2005.
- [48] F. R. Lara, "METODOLOGÍA Y CRITERIOS DE OPTIMIZACIÓN DEL RUIDO GENERADO POR LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN TRIFÁSICA, ALIMENTADA MEDIANTE TÉCNICAS DE MODULACIÓN PWM.," Universidad de Córdoba, 2012.
- [49] F. R. Lara, "Modular semi-anechoic chamber for acoustic testing in rotating electrical machines," in *International Conference of Electrical Machines*, Vilamoura, 2008.
- [50] J. Le Besnerais, *et al.*, "Characterization and reduction of audible magnetic noise due to PWM supply in induction machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 1288-1295, 2010.

- [51] J. Le Besnerais, *et al.*, "Optimal slot numbers for magnetic noise reduction in variable-speed induction motors," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, pp. 3131-3136, 2009.
- [52] K. Levenberg, "A Method for the Solution of Certain Non-Linear Problems in Least Squares," *The Quarterly of Applied Mathematics*, vol. 2, pp. 164-168, Feb 1944.
- [53] W. C. Lo, *et al.*, "Acoustic noise radiated by PWM-controlled induction machine drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, pp. 880-889, 2000.
- [54] M. I. A. Lourakis, "A brief description of the Levenberg-Marquardt algorithm implemented by levmar," *Technical Report, Institute of Computer Science, Foundation for Research and Technology - Hellas*, Feb 2005.
- [55] A. Malfait, *et al.*, "Audible noise and losses in variable speed induction motor drives with IGBT inverters-influence of the squirrel cage design and the switching frequency," in *IAS*, pp. 693-700, 1994.
- [56] D. W. Marquardt, "An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters,," *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 11, pp. 431-441, (1963).
- [57] L. Mathe, *et al.*, "Spread spectrum modulation by using asymmetric-carrier random PWM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 3710-3718, 2012.
- [58] M. Meco-Gutierrez, *et al.*, "Pulse width modulation technique parameter selection with harmonic injection and frequencymodulated triangular carrier," *IET Power Electronics*, vol. 6, pp. 954-962, May 2013.
- [59] M. J. Meco-Gutierrez, "Técnica de modulación de ancho de pulso con inyección de armónicos y portadora triangular modulada en frecuencia, (PWM with HI and FMTC). Tesis Doctoral," Tesis Doctoral, Universidad de Málaga, 2003.
- [60] M. J. Meco-Gutiérrez, *et al.*, "Pulse width modulation technique with harmonic injection and frequency modulated carrier: Formulation and application to an induction motor," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, pp. 714-726, 2007.
- [61] M. J. Meco-Gutiérrez, *et al.*, "Low heating losses by harmonic injection PWM with a frequency modulated triangular carrier," in *SPEEDAM*, pp. 1398-1401, 2008.

- [62] A. Mohammadi, *et al.*, "Statistical analysis of wire electrical discharge turning on material removal rate," *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 205, pp. 283-289, 2008.
- [63] J. Muster, *et al.*, "Audible noise in speed-controlled inverter-fed medium-sized induction motors," *European transactions on electrical power engineering*, vol. 5, pp. 5-13, Jan 1995.
- [64] S. Nandi, *et al.*, "Pole pair and rotor slot number independent frequency domain based detection of eccentricity faults in induction machines using a semi on-line technique," 2009.
- [65] S. L. Nau, "Influence of the skewed rotor slots on the magnetic noise of three-phase induction motors," in *EMD*, pp. 396-399, 1997.
- [66] S. L. Nau and H. G. G. Mello, "Acoustic noise in induction motors: causes and solutions," in *PCIC*, pp. 253-260, 2000.
- [67] A. Negoita and R. M. Ionescu, "Influence of rotor static eccentricity on the noise level of a squirrel cage induction motor," in *EEEIC*, Rome, 2011.
- [68] S. Rainer, *et al.*, "Weak coupling between electromagnetic and structural models for electrical machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, pp. 2807-2810, 2010.
- [69] M. D. Redel-Macías, *et al.*, "Influence of fatty acid unsaturation degree over exhaust and noise emissions through biodiesel combustion," *Fuel*, vol. 109, pp. 248-255, 2013.
- [70] M. D. Redel-Macías, *et al.*, "Air and noise pollution of a diesel engine fueled with olive pomace oil methyl ester and petrodiesel blends," *Fuel*, vol. 95, pp. 615-621, 2012.
- [71] M. D. Redel-Macías, *et al.*, "Biodiesel from saturated and monounsaturated fatty acid methyl esters and their influence over noise and air pollution," *Fuel*, vol. 97, pp. 751-756, 2012.
- [72] G. B. Rossi, *et al.*, "Measurement of quantities depending upon perception by jury-test methods," *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, vol. 34, pp. 57-66, 2003.
- [73] A. Ruiz-Gonzalez, "Técnicas de modulación PWM para la reducción del ruido acústico generado por la máquina de inducción. Tesis Doctoral," Tesis Doctoral, Universidad de Málaga, 2009.
- [74] A. Ruiz-González, *et al.*, "Reducing acoustic noise radiated by inverter-fed induction motors controlled by a new PWM strategy," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 228-236, Jan 2010.

- [75] A. Ruiz-González, *et al.*, "New modulation strategy to reduce the acoustic noise and vibrations radiated by PWM-Controlled Induction Machine Drives," in *ICEM*, pp. 1-3, 2008.
- [76] A. Ruiz-González, *et al.*, "Shaping the HIPWM-FMTC strategy to reduce acoustic noise radiated by inverter-fed induction motors," in *ICEM*, 2010.
- [77] A. Ruiz-Gonzalez, *et al.*, "Low switching PWM strategy to reduce acoustic noise radiated by inverter-fed induction motors," pp. 1353-1358, 2010.
- [78] P. K. Sadhu, *et al.*, "A microcontroller-based variable voltage variable frequency sinusoidal power source with a novel PWM generation strategy," *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, vol. 45, pp. 59-67, 2012.
- [79] C. Schlensok, *et al.*, "Electromagnetically excited audible noise - Evaluation and optimization of electrical machines by numerical simulation," *COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 26, pp. 727-742, 2007.
- [80] A. M. Sharan, "Identification of parameters of nonlinear duffing oscillators subject to sub and super harmonic excitation using artificial neural network (ANN) technique," *Advances in Vibration Engineering*, vol. 7, pp. 253-260, July 2008.
- [81] H. Stemmler and T. Eilinger, "Spectral analysis of the sinusoidal PWM with variable switching frequency for noise reduction in inverter-fed induction motors," pp. 269-277, 1994.
- [82] Syafaruddin, *et al.*, "Comparison of ANN models for estimating optimal points of crystalline silicon photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Power and Energy*, vol. 130, pp. 661-669, July 2010.
- [83] K. Taniguchi, *et al.*, "PWM technique for power MOSFET inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, pp. 328-334, July 1988.
- [84] P. L. Timar, *Noise and Vibration of Electrical Machines*: Elsevier, 1989.
- [85] P. L. Timar and J. C. S. Lai, "Acoustic noise of electromagnetic origin in an ideal frequency-converter-driven induction motor," *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, vol. 141, pp. 341-346, 1994.
- [86] F. Tong, *et al.*, "ANN-PID control and simulation for rotating speed control of doubly-fed generator," *Dianli Xitong Baohu yu*

- Kongzhi/Power System Protection and Control*, vol. 37, pp. 14-18, 2009.
- [87] D. Torregrossa, *et al.*, "Prediction of acoustic noise and torque pulsation in PM synchronous machines with static eccentricity and partial demagnetization using field reconstruction method," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 934-944, 2012.
- [88] P. J. Tsivitse and P. R. Weihsmann, "Polyphase induction motor noise," *IEEE Trans Ind Gen Appl*, vol. IGA-7, pp. 339-358, 1971.
- [89] M. Van Der Giet, *et al.*, "Comparison of 2-D and 3-D coupled electromagnetic and structure-dynamic simulation of electrical machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, pp. 1594-1597, 2008.
- [90] L. Vandeveld and J. A. A. Melkebeek, "Calculation of radial magnetic forces for the analysis of noise and vibrations of squirrel-cage induction motors," pp. 86-90, 1997.
- [91] F. Vargas-Merino, *et al.*, "Slope modulation strategy for generated PWM," in *ISIE*, pp. 403-405, 2008.
- [92] F. Vargas-Merino, *et al.*, "Low switching PWM strategy using a carrier wave regulated by the slope of a trapezoidal modulator wave," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 2270-2274, June 2009.
- [93] S. P. Verma and A. Balan, "Determination of radial-forces in relation to noise and vibration problems of squirrel-cage induction motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 9, pp. 404-412, 1994.
- [94] B. Weilharter, *et al.*, "Validation of a comprehensive analytic noise computation method for induction machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2248-2257, 2012.
- [95] U. Widmann, "A psychoacoustic annoyance concept for application in sound quality," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 101, pp. 3078-3078, 1997.
- [96] S. J. Yang, *Low Noise Electrical Motors*. Oxford: Clarendon Press, 1981.
- [97] J. H. Zhang, *et al.*, "Influence of fan noise on engine noise based on psychoacoustics analysis," *Neiranji Xuebao/Transactions of CSICE (Chinese Society for Internal Combustion Engines)*, vol. 28, pp. 536-540, 2010.

- [98] Z. Q. Zhu, *et al.*, "Influence of mounting and coupling on the natural frequencies and acoustic noise radiated by a PWM controlled induction machine," in *ICEMD*, pp. 164-168, 1999.
- [99] E. Zwicker and H. Fastl, "EXAMPLES FOR THE USE OF LOUDNESS: TRANSMISSION LOSS AND ADDITION OF NOISE SOURCES," pp. 861-866, 1986.